



**Universidade de Aveiro** Departamento de Electrónica e  
2000 Telecomunicações

**Luis Filipe Mesquita  
Nero Moreira Alves**

## **Medição de Relação Sinal Ruído em Receptores Ópticos Atmosféricos**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e de Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Professor Doutor Dinis Magalhães dos Santos, Professor Catedrático do Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro



## **O júri**

Presidente

Prof. Doutor Francisco António Cardoso Vaz  
Professor Catedrático da Universidade de Aveiro

Prof. Doutor Dinis Gomes de Magalhães dos Santos  
Professor Catedrático da Universidade de Aveiro

Prof. Doutor Henrique José Almeida da Silva  
Professor Associado da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de  
Coimbra



## **Agradecimentos**

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer ao meu orientador, o Prof. Dr. Dinis Magalhães dos Santos por me ter proporcionado a oportunidade de realizar todo o trabalho que conduziu a esta dissertação e pela sua inteira disponibilidade sempre que se mostrou necessária.

Devo um agradecimento especial ao Eng. Rui Luís Aguiar e ao Prof. Dr. José Luís Cura, pelas excelentes condições com que me acolheram no seio do Grupo de Circuitos e Sistemas Integrados do Instituto de Telecomunicações. Em especial ao Eng. Rui Luís Aguiar pelo seu constante apoio e crítica ao trabalho desenvolvido.

Aos meus colegas do Grupo de Circuitos e Sistemas Integrados, Armindo Carreiró, Eduardo Vasconcelos, David Marques e Rui Antunes, pela excelente camaradagem e constante troca de ideias.

Aos meus colegas de casa, Susana Afonso e António Marques, pela paciência e compreensão que demonstraram durante todo o período de escrita e conclusão desta dissertação. Ao Filipe Augusto por toda ajuda prestada durante a execução deste documento. E a todos os outros com quem convivi nos últimos tempos.

Aos meus recentes colegas da Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Leiria, pela sua camaradagem e apoio, em especial ao Luís Mendes, ao João Gil, ao Carlos Ribeiro, ao Telmo Fernandes e à Carla Lopes.

Devo agradecer ainda à Universidade de Aveiro, pelo bom acolhimento que me propiciou, e ao Instituto de Telecomunicações – Polo de Aveiro, pelos recursos que me disponibilizou, pelas instalações onde grande parte do trabalho foi desenvolvido e pelo apoio financeiro que permitiu a apresentação de alguns artigos em conferências internacionais.



## Resumo

Nesta dissertação discutem-se os problemas encontrados no projecto e implementação de um circuito capaz de efectuar a medição da relação sinal ruído em receptores ópticos, usando tecnologias de circuitos integrados CMOS. As várias estratégias estudadas para implementar a medição de relação sinal ruído possuem uma característica comum, são capazes de efectuar processamento analógico de sinais. Várias categorias foram investigadas, nomeadamente: circuitos de processamento em corrente, malhas translineares, multiplicadores de quatro quadrantes, divisores analógicos, amplificadores logarítmicos e *current conveyors*.

É apresentado e descrito o sistema de referência para o qual foi desenvolvida uma unidade de medição de relação sinal ruído. Este sistema consiste num receptor óptico sectorizado com dois sectores de recepção e um sistema de selecção do tipo *best sector*. Cada um dos sectores de recepção compreende um amplificador de transimpedância de ganhos comutados e um medidor de relação sinal ruído, que processam o sinal e ruído gerados num fotodetector tipo PIN. Todo o sistema foi implementado num ASIC CMOS usando a tecnologia standard de 0.8 $\mu$ m da AMS.

São ainda discutidos os resultados de simulação obtidos durante a fase de projecto do circuito, bem como os resultados obtidos em testes efectuados com o circuito real. No final tiram-se algumas conclusões e traçam-se algumas linhas de orientação para futuros desenvolvimentos do sistema.





## **Abstract**

This thesis discusses the problems found during the project and implementation of a circuit capable of measuring the signal to noise ratio in optical receivers, using CMOS integrated circuit technologies. All the circuits that were investigated during the specification of this work have one common characteristic; they are capable of processing analogue signals in an analogue sense. Several circuit categories were investigated, namely: translinear loops, four quadrant multipliers, analogue dividers, logarithmic amplifiers, current conveyors and current processing circuits.

The reference system designed to demonstrate correct operation of the signal to noise measurement circuit is presented and described. This system consists of an optical sectored receiver with two receiving sectors and a best sector selection unit. Each one of the receiving sectors comprises a switched gain transimpedance amplifier and a signal to noise measurement circuit, which are responsible for treatment of the signal and noise generated in a PIN fotodetector. This system was implemented in one CMOS ASIC using a standard 0.8 $\mu$ m technology from AMS.

Simulated and measured results are presented and discussed. Some conclusions and future work guidelines are drawn at the end of this test.



Aos meus pais  
António Moreira Alves  
e  
Maria de Fátima Moreira Alves

“Sob a influência benéfica da Companhia, os nossos costumes estão saturados de acaso. O comprador de uma dúzia de ânforas de vinho de Damasco não se espantará se uma delas contiver um talismã ou uma víbora; o escrivão que redige um contrato quase nunca deixa de introduzir uns dados erróneos; eu mesmo, nesta apressada declaração, falseei um ou outro esplendor, uma ou outra atrocidade. E quiçá também alguma misteriosa monotonia...”

“Ficções” – Jorge Luis Borges (1989)



# ÍNDICE

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1 MOTIVAÇÃO .....	2
1.1.1 <i>Sistemas de Infravermelhos Sectorizados</i> .....	3
1.1.2 <i>Sistemas de Alinhamento Automático</i> .....	4
1.1.3 <i>Sistemas IrDA</i> .....	6
1.2 METODOLOGIA .....	6
1.3 CIRCUITOS IMPLEMENTADOS .....	7
1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO .....	7
1.5 TRABALHO ORIGINAL REALIZADO NESTA DISSERTAÇÃO .....	8
<b>2 SISTEMAS SECTORIZADOS PARA COMUNICAÇÕES ÓPTICAS POR INFRAVERMELHOS .....</b>	<b>11</b>
2.1 INTRODUÇÃO .....	11
2.2.1 <i>Modelo de Ruído do Receptor</i> .....	12
2.2.2 <i>Relação Sinal Ruído do Receptor</i> .....	13
2.2 SISTEMA DE REFERÊNCIA .....	13
2.2.1 <i>Arquitectura do Amplificador Óptico</i> .....	15
2.2.2 <i>Relação Sinal Ruído</i> .....	31
2.2.3 <i>Sectorização do Tipo Best Sector</i> .....	48
<b>3 ARQUITECTURAS PARA CIRCUITOS DE MEDIÇÃO DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO.....</b>	<b>57</b>
3.1 CIRCUITOS DE PROCESSAMENTO DE SINAL EM CORRENTE .....	57
3.1.1 <i>Malhas Translineares</i> .....	57
3.1.2 <i>Current Conveyors</i> .....	78
3.1.3 <i>Outros Circuitos</i> .....	86
3.2 AMPLIFICADORES LOGARÍTMICOS E ANTI-LOGARÍTMICOS .....	91
3.2.1 <i>Conceito Base</i> .....	91
3.2.2 <i>Amplificadores Logarítmicos com Transístores Bipolares</i> .....	92
3.2.3 <i>Aplicabilidade em Tecnologias CMOS</i> .....	95
3.3 TOPOLOGIAS DE REALIMENTAÇÃO NÃO-LINEAR .....	96
3.3.1 <i>Conceitos de Realimentação Não-Linear</i> .....	97
3.3.2 <i>Síntese de Funções Baseadas num Multiplicador</i> .....	98
3.4 OUTROS CIRCUITOS MULTIPLICADORES .....	100
3.4.1 <i>Multiplicador de Gilbert</i> .....	101
3.4.2 <i>Multiplicadores Baseados na Diferença de Quadrados</i> .....	105
3.4.3 <i>Outras Técnicas</i> .....	110
3.5 CIRCUITOS DIVISORES .....	111
3.6 ESTUDO COMPARATIVO DAS TÉCNICAS ESTUDADAS.....	112
<b>4 PROJECTO DO MEDIDOR DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO .....</b>	<b>115</b>
4.1 DIAGRAMA DE BLOCOS GERAL .....	115
4.2 DESCRIÇÃO DOS BLOCOS CONSTITUINTES.....	116
4.2.1 <i>Multiplicador</i> .....	117
4.2.2 <i>Divisor</i> .....	122
4.2.3 <i>Filtro Passa Baixo</i> .....	125
4.2.4 <i>Amostragem do Ruído</i> .....	128
4.2.5 <i>Extracção de Média</i> .....	131

4.2.6 Regulador de Tensão.....	132
4.2.7 Amplificador Diferencial.....	137
4.3 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO .....	139
4.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE <i>LAYOUT</i> .....	145
<b>5 TESTES DO PROTÓTIPO .....</b>	<b>151</b>
5.1 AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA .....	152
5.2 CIRCUITO DE EXTRACÇÃO DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO .....	158
5.3 RECEPTOR SECTORIZADO .....	162
<b>6 CONCLUSÕES E LINHAS PARA INVESTIGAÇÃO FUTURA .....</b>	<b>169</b>
6.1 SUMÁRIO .....	169
6.2 LINHAS DE DESENVOLVIMENTO FUTURAS .....	171
<b>7 BIBLIOGRAFIA .....</b>	<b>173</b>
7.1 LIVROS .....	173
7.2 TESES DE DOUTORAMENTO OU MESTRADO.....	174
7.3 PUBLICAÇÕES EM REVISTA E CONFERÊNCIAS.....	175
7.4 RELATÓRIOS.....	180
<b>8 APÊNDICES .....</b>	<b>181</b>
8.1 CONCEITOS DE RUÍDO EM MOSFET'S .....	182
8.1.1 Funcionamento na Zona de Saturação .....	182
8.1.2 Funcionamento na Zona Linear.....	182
8.2 MODELO DE FUNCIONAMENTO DOS TRANSISTORES MOS.....	183
8.2.1 Na Zona de Saturação.....	183
8.2.2 Na Zona Linear .....	184
8.2.3 Na Inversão Fraca .....	184
8.2.4 Modelo de Pequeno Sinal.....	185
8.2.5 Efeitos Secundários.....	186

## ÍNDICE DE FIGURAS

FIG. 1 ASPECTO DE UM FOTODETECTOR SECTORIZADO [VAL97] .....	11
FIG. 2 RECEPTOR SECTORIZADO DE REFERÊNCIA.....	14
FIG. 3 TOPOLOGIAS DE AMPLIFICADORES ÓPTICOS .....	15
FIG. 4 DIAGRAMA DE BLOCOS DO AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA .....	17
FIG. 5 PRÉ-AMPLIFICADOR.....	19
FIG. 6 MODELOS DE RUÍDO EQUIVALENTE DE ENTRADA EM AMPLIFICADORES DIFERENCIAIS .....	22
FIG. 7 CIRCUITO EQUIVALENTE DO PRÉ-AMPLIFICADOR NO MODO DIFERENCIAL.....	23
FIG. 8 RUÍDO DE SAÍDA PROVOCADO POR $I_N$ .....	29
FIG. 9 RUÍDO DE SAÍDA PROVOCADO POR $V_N$ .....	29
FIG. 10 MECANISMOS DE ABSORÇÃO DE FOTÕES .....	32
FIG. 11 REGIÕES DE FUNCIONAMENTO DE UM FOTODÍODO .....	35
FIG. 12 MODELO EQUIVALENTE DO PIN.....	36
FIG. 13 MODELO EQUIVALENTE DO PIN COM FONTES DE RUÍDO .....	39
FIG. 14 DETECÇÃO DIRECTA IDEAL .....	40
FIG. 15 CONCEITO PARA A MEDIÇÃO DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO .....	42
FIG. 16 TÉCNICAS DE COMBATE AO PROBLEMA DOS GANHOS COMUTADOS .....	44
FIG. 17 DISCRIMINADOR <i>BEST SECTOR</i> SIMPLES .....	49
FIG. 18 RELAÇÃO SINAL RUÍDO (GRÁFICO CONCEPTUAL) .....	51
FIG. 19 UNIDADE DE SECTORIZAÇÃO DO TIPO <i>BEST SECTOR</i> .....	53
FIG. 20 IMPLEMENTAÇÃO DA FUNÇÕES COM LÓGICA <i>PASS TRANSISTOR</i> : A) <i>AND</i> , B) <i>OR</i> .....	54
FIG. 21 MALHA TRANSLINEAR CONCEPTUAL.....	59
FIG. 22 TRANSÍSTOR MOS COM ELEMENTOS PARASITA .....	65
FIG. 23 TOPOLOGIAS DE MALHAS TRANSLINEARES: A) EMPILHADA, B) <i>UP-DOWN</i> , C) .....	69
FIG. 24 QUADRADOR DE CORRENTE, A) TOPOLOGIA EMPILHADA, B) TOPOLOGIA <i>UP-DOWN</i> .....	71
FIG. 25 QUADRADOR DE CORRENTE ALTERADO .....	74
FIG. 26 CONCEITO DE CONSTRUÇÃO DE UM MULTIPLICADOR .....	76
FIG. 27 MULTIPLICADOR DE CORRENTE DE QUATRO QUADRANTES .....	76
FIG. 28 IMPLEMENTAÇÃO DE UM DIVISOR DE CORRENTE.....	77
FIG. 29 TIPOS DE <i>CURRENT CONVEYORS</i> .....	78
FIG. 30 <i>CURRENT CONVEYOR</i> DE TIPO II (CONFIGURAÇÃO CLÁSSICA).....	80
FIG. 31 MULTIPLICADOR COM <i>CURRENT CONVEYORS</i> .....	83
FIG. 32 DIVISOR COM <i>CURRENT CONVEYORS</i> .....	84
FIG. 33 CIRCUITOS DE EXTRACÇÃO DE RAIZ QUADRADA COM <i>CURRENT CONVEYORS</i> .....	85
FIG. 34 QUADRADOR COM <i>CURRENT CONVEYORS</i> .....	86
FIG. 35 MODELO EQUIVALENTE DE UM AMPLIFICADOR COM REALIMENTAÇÃO DE.....	87
FIG. 36 DIVISOR COM CFA.....	88
FIG. 37 CÉLULA DE ENTRADA DE CLASSE AB.....	89
FIG. 38 MULTIPLICADOR DE CORRENTE .....	90
FIG. 39 UNIDADE DE MEDIÇÃO DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO COM AMPLIFICADORES .....	92
FIG. 40 AMPLIFICADOR LOGARÍTMICO BÁSICO .....	92
FIG. 41 AMPLIFICADOR LOGARÍTMICO MELHORADO .....	94
FIG. 42 AMPLIFICADOR EXPONENCIAL.....	94
FIG. 43 AMPLIFICADOR LOGARÍTMICO EM CMOS.....	95
FIG. 44 TRANSÍSTORES BIPOLARES EM CMOS .....	96

FIG. 45 CONCEITO BASE DE REALIMENTAÇÃO.....	97
FIG. 46 SÍNTESE DE FUNÇÕES BASEADAS NUM MULTIPLICADOR.....	99
FIG. 47 MULTIPLICADOR DE GILBERT: A) CÉLULA BÁSICA, B) CÉLULA CORRIGIDA .....	101
FIG. 48 MULTIPLICADOR DE GILBERT DESDOBRADO.....	103
FIG. 49 MULTIPLICADOR DE GILBERT COM SAÍDAS DIFERENCIAIS DE TENSÃO .....	105
FIG. 50 QUADRADORES DE TENSÃO.....	106
FIG. 51 MULTIPLICADOR DE QUATRO QUADRANTES .....	108
FIG. 52 DIVISOR DE TENSÃO.....	111
FIG. 53 DIAGRAMA DE BLOCOS DO MEDIDOR DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO .....	115
FIG. 54 MULTIPLICADOR DE GILBERT DE QUATRO QUADRANTES.....	117
FIG. 55 RESPOSTA TRANSIENTE DO MULTIPLICADOR.....	119
FIG. 56 RESPOSTA DC DO MULTIPLICADOR COM VARRIMENTO CONSTANTE EM $V_x$ .....	119
FIG. 57 RESPOSTA DC DO MULTIPLICADOR COM VARRIMENTO CONSTANTE EM $V_y$ .....	120
FIG. 58 DIVISOR.....	122
FIG. 59 RESPOSTA DC DO DIVISOR .....	123
FIG. 60 RESPOSTA DC DO DIVISOR COM OS DIVERSOS MODELOS DE SIMULAÇÃO.....	123
FIG. 61 RESPOSTA TRANSIENTE DO DIVISOR.....	124
FIG. 62 RESPOSTA TRANSIENTE DO DIVISOR COM TEMPO DE SUBIDA DE 1ns.....	125
FIG. 63 FILTRO PASSA BAIXO .....	125
FIG. 64 VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE CORTE E DO GANHO COM $V_c$ .....	127
FIG. 65 RESPOSTA AC DO FILTRO PASSA BAIXO EM FUNÇÃO DE $V_c$ .....	127
FIG. 66 AMOSTRAGEM DO RUÍDO .....	128
FIG. 67 RESPOSTA DC DO CIRCUITO DE AMOSTRAGEM DE RUÍDO .....	130
FIG. 68 RESPOSTA AC DO CIRCUITO DE AMOSTRAGEM DE RUÍDO .....	130
FIG. 69 EXTRACÇÃO DE MÉDIA.....	131
FIG. 70 RESPOSTA DC DO EXTRACTOR DE MÉDIA .....	132
FIG. 71 REGULADOR DE TENSÃO SÉRIE .....	132
FIG. 72 RESPOSTA DC DAS FONTES DE REFERÊNCIA REGULADAS .....	134
FIG. 73 RESPOSTA TRANSIENTE DAS REFERÊNCIAS DE TENSÃO REGULADAS, NA .....	135
FIG. 74 VARIAÇÃO DA TENSÃO REGULADA DE SAÍDA EM FUNÇÃO DA RESISTÊNCIA .....	136
FIG. 75 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL .....	137
FIG. 76 CIRCUITO USADO NA SIMULAÇÃO .....	139
FIG. 77 RESPOSTA TRANSIENTE DO CIRCUITO DE MEDIÇÃO DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO .....	141
FIG. 78 RESPOSTA TRANSIENTE DO CIRCUITO DE MEDIÇÃO DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO .....	142
FIG. 79 RESPOSTA TRANSIENTE DO CIRCUITO DE MEDIÇÃO DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO, .....	143
FIG. 80 RESPOSTA TRANSIENTE DO CIRCUITO DE MEDIÇÃO DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO QU. ....	144
FIG. 81 EXTRACTO DE UM AMPLIFICADOR OPERACIONAL .....	146
FIG. 82 LAYOUT DAS FONTES DE REFERÊNCIA REGULADAS .....	147
FIG. 83 ORIENTAÇÃO DE ELEMENTOS VIZINHOS.....	148
FIG. 84 LAYOUT A) ANOTADO E B) FOTOGRAFIA DO CIRCUITO DE MEDIÇÃO DE RELAÇÃO .	149
FIG. 85 LAYOUT COMPLETO .....	151
FIG. 86 ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE TESTE.....	152
FIG. 87 CONJUNTO DE TESTE PARA ENSAIO DOS GANHOS E LARGURA DE BANDA .....	153
FIG. 88 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA.....	154
FIG. 89 CONJUNTO DE TESTE PARA A ANÁLISE DA RESPOSTA TRANSIENTE DO .....	155
FIG. 90 RESPOSTA TRANSIENTE DO AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA NO GANHO .....	156
FIG. 91 COMUTAÇÃO DE GANHOS NO AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA .....	157
FIG. 92 ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE TESTE DO MEDIDOR DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO ....	158



FIG. 93 CONJUNTO DE TESTE DO MEDIDOR DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO .....	159
FIG. 94 RESPOSTA TRANSIENTE DO CIRCUITO DE MEDIÇÃO DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO.....	160
FIG. 95 RESPOSTA DC DO CIRCUITO DE MEDIÇÃO DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO .....	161
FIG. 96 ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE TESTE DO RECEPTOR SECTORIZADO.....	162
FIG. 97 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO RECEPTOR SECTORIZADO.....	163
FIG. 98 CONJUNTO DE TESTE DO RECEPTOR SECTORIZADO .....	165
FIG. 99 ESCOLHA DA MELHOR RELAÇÃO SINAL RUÍDO .....	166
FIG. 100 MODELO DE PEQUENO SINAL DO TRANSÍSTOR MOS .....	185



## 1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas tem-se assistido a um interesse crescente nos sistemas de comunicação ópticos atmosféricos por infravermelhos. Estes sistemas têm evoluído principalmente em duas vertentes [Kha97], os sistemas em linha de vista e os sistemas difusos. Ambas exploram o facto de o suporte físico das comunicações ser o ar. A necessidade de evoluir para sistemas de rede local não cablados, é talvez o principal atractivo dos sistemas infravermelhos, em parte por potenciar uma fácil configuração das redes. Outros aspectos das redes não cabladas justificam esta recente evolução, como sejam, a instalação de redes de comunicação em espaços amplos (fábricas, bolsa de valores, armazéns), em edifícios históricos (onde é controversa a alteração das estruturas por forma a condicionar os necessários cabos de interligação), e mesmo o acesso de sistemas computacionais portáteis à rede [Val94, Val95, Lom97].

Os sistemas de comunicação por infravermelhos difusos têm sido explorados essencialmente no âmbito das redes locais não cabladas aplicadas a ambientes fechados (salas, fabricas, armazéns, etc...), essencialmente por nem sempre ser favorecida a comunicação em linha de vista nestes ambientes. O suporte físico de propagação nestes ambientes é baseado em mecanismos de feixe não direccionais (reflexões). Por outro lado, os sistemas em linha de vista aplicam-se maioritariamente na interligação de edifícios contíguos, em que é possível estabelecer uma ligação direccionada entre emissor e receptor. O resultado mais importante até à data, é um sistema óptico em linha de vista entre duas ilhas a 40Km de distância [Lom90, Kha97]. Outra aplicação dos sistemas em linha de vista, são os sistemas IrDA (InfraRed Data Association), que têm dado resposta ao problema de comunicação entre computadores portáteis e periféricos, sem utilizar cabos de interligação. Estes sistemas são normalmente bastante direccionados e usam pequenas distâncias entre emissor e receptor.

Um aspecto fundamental dos sistemas ópticos atmosféricos por infravermelhos é a relação sinal ruído apresentada ao receptor. A relação sinal ruído do receptor óptico tem servido como espinha dorsal de todas as filosofias do sistema, quer na vertente dos sistemas difusos, quer na vertente dos sistemas em linha de vista. Nos sistemas difusos a recepção do sinal óptico pode ser feita por múltiplos sectores de recepção, que são seleccionados ou

combinados de acordo com a relação sinal ruído, por forma a maximizar o sinal enquanto que ao mesmo tempo se minimiza o ruído. [Val95, Tav97].

Nos sistemas em linha de vista atmosféricos o sinal sofre a influência nefasta das condições climatéricas, podendo exibir variações de nível até 60dB (em potência) [Mor97, Lom97], sendo portanto obrigatório o uso de esquemas elaborados de controlo automático de ganho baseados de alguma forma na relação sinal ruído. Outra característica fundamental nos sistemas em linha de vista atmosféricos, é o alinhamento entre emissor e receptor. Este deve tanto quanto possível ser autónomo uma vez que também fica sujeito às condições climatéricas, podendo degradar o ponto óptimo de recepção. Um método eficaz de implementar o alinhamento óptimo entre emissor e receptor, consiste em basear o algoritmo de busca na relação sinal ruído do receptor.

Esta dissertação foca os aspectos associados à implementação de circuitos para medição de relação sinal ruído em receptores ópticos atmosféricos. A implementação do sistema alvo foi realizada num ASIC CMOS, usando uma tecnologia standard de 0.8 $\mu$ m com duas camadas de metal e silício policristalino.

## 1.1 MOTIVAÇÃO

A Universidade de Aveiro, bem com o Instituto de Telecomunicações, têm realizado investigação sobre sistemas de comunicação ópticos atmosféricos, desde há vários anos. Muito especialmente, tem-se caminhado no sentido da implementação de receptores ópticos “difusos” em circuito integrado, tendo sido já realizados diversos protótipos. Associado a outras tarefas, têm-se também estudado arquitecturas de amplificadores para detecção de sinais ópticos, inicialmente orientados para sistemas atmosféricos. Da junção lógica destes esforços resulta o trabalho de que é parte esta dissertação, um estudo de uma possível implementação de um receptor óptico difuso em circuito integrado.

Um aspecto chave dos receptores difusos é o conhecimento da relação sinal ruído presente no fotodetector, em particular dos processos que originam o ruído nos fotodetectores. No caso concreto dos receptores ópticos difusos para redes não cabladas, é de grande importância o estudo das fontes de iluminação presentes no ambiente circundante, por serem estas as principais fontes de ruído no receptor [Val95, Val97, Lom97]. O estudo da

relação sinal ruído levantou a possibilidade de mecanismos de controlo automático de ganho, nos sistemas que temos vindo a desenvolver.

### 1.1.1 Sistemas de Infravermelhos Sectorizados

Os receptores sectorizados por infravermelhos resultam de uma extensão do conceito de sectorização existente nos sistemas de comunicação por rádio frequência. Este estudo foi abordado pela primeira vez em 1994 [Val94], e desde essa data que se tem caminhado para uma solução integrada. No domínio de rádio frequência, os sistemas sectorizados vieram dar resposta aos problemas esvanecimento e dispersão multipercurso. Estes efeitos são consequência da propagação multipercurso, que se traduz na chegada ao receptor de várias réplicas do sinal emitido provenientes de diferentes percursos, com diferentes atrasos e atenuações. Quando os atrasos provocados diferem mais que uma pequena fracção do intervalo do símbolo emitido, a propagação multipercurso provoca a interferência entre símbolos, o que é conhecido por dispersão multipercurso. O esvanecimento multipercurso surge quando os comprimentos dos percursos diferem de meio comprimento de onda, e há a tendência para os sinais emitidos se cancelarem no receptor. Nas comunicações por infravermelhos o esvanecimento multipercurso não é um factor de degradação do sinal muito importante, isto porque o comprimento de onda da radiação infravermelha é extremamente pequeno [Val95, Lom97]. Por outro lado a dispersão multipercurso pode ser significativa para altas taxas de transmissão.

Nos receptores infravermelhos sectorizados parte-se do pressuposto que a distribuição do sinal e do ruído não são isotrópicas. Tal deve-se a o receptor possuir sempre pelo menos uma orientação “relativamente” directa para o receptor e as fontes de ruído dominantes, sejam iluminação artificial ou a proximidade de janelas, exercerem mais influência nas suas vizinhanças. Naturalmente que se o receptor for constituído por vários fotodetectores (orientados sob diferentes ângulos numa superfície semiesférica de forma a cobrir todo o campo de visão), pode-se fazer prevalecer o fotodetector cuja orientação para o emissor seja a mais directa possível [Val95]. A cada um dos fotodetectores está associado um sector de recepção, constituído por um amplificador do sinal óptico e um circuito para estimar a relação sinal ruído. A escolha do sector com maior índice de directividade para o emissor é feita com base na relação sinal ruído. Esta escolha pode ser implementada

seguindo duas abordagens diferentes de sectorização: a sectorização *Best Sector*, onde apenas o sector de recepção com melhor relação sinal ruído é escolhido e a sectorização *Maximal Ratio*, onde a saída é uma média pesada dos vários sectores, sendo o peso por sector dependente da relação sinal ruído [Val94, Val95].

### 1.1.1.1 Selecção Best Sector

A selecção *best sector* consiste na escolha do sector de recepção com melhor relação sinal ruído. O sinal escolhido corresponde a uma combinação linear em que os pesos de todos os sectores são nulos, excepto no que apresenta a melhor relação sinal ruído. Desta forma, mesmo que as fontes de ruído presentes sejam correlacionadas, a relação sinal ruído de saída não é afectada. Por esta razão este tipo de receptores sectorizados é preferencialmente escolhido em situações em que a iluminação ambiente tenha várias origens (lâmpadas incandescentes, lâmpadas fluorescentes, janelas).

### 1.1.1.2 Combinação Maximal Ratio

A combinação *maximal ratio* consiste igualmente numa combinação linear dos sinais provenientes dos diferentes sectores, sendo os pesos função da relação sinal ruído de cada sector. Com este tipo de combinador, consegue-se uma relação sinal ruído de saída óptima, ou seja, no caso das fontes de ruído serem independentes (não correlacionadas), a relação sinal ruído de saída é dada pela média quadrática das relações sinal ruído dos diferentes sectores. O desempenho deste combinador é idêntico ao do combinador *best sector*, quando os pesos são nulos em todos os sectores menos num. Contudo a correlação entre fontes de ruído degrada significativamente a relação sinal ruído de saída, pelo que este tipo de combinador será preferencialmente aplicado aos casos em que o ruído nos diferentes sectores de recepção é independente.

## 1.1.2 Sistemas de Alinhamento Automático

O interesse nos sistemas de comunicação ópticos em linha de vista tem crescido nos últimos anos. Há factores importantes que justificam este recente interesse, nomeadamente, o baixo custo do sistema envolvido, a facilidade de instalação do sistema (por exemplo

entre dois edifícios) e questões ligadas à segurança das comunicações (os sistemas ópticos atmosféricos de uma forma geral, são mais seguros que os análogos via rádio).

Um problema fundamental dos sistemas em linha de vista, é o alinhamento entre emissor e receptor. Tendo como objectivo maximizar a potência óptica recebida do emissor, e fundamental ter o emissor e o receptor perfeitamente alinhados. Duas abordagens tem sido exploradas. A primeira consiste em fazer este alinhamento uma só vez de forma manual. Esta abordagem tem como principal atractivo o baixo custo de implementação da plataforma. Uma vez que o sistema é fixo após o alinhamento, a plataforma é baseada num sistema mecânico estático de ajuste de posição horizontal e vertical. As desvantagens de um sistema deste tipo são: i) o facto de ajuste inicial se degradar ao longo do tempo (por exemplo por exposição a ventos fortes, ou trepidação causada por veículos em movimento), e poder conduzir efectivamente a um desalinhamento do sistema; e ii) à variação do percurso óptico para grandes distâncias, com as condições atmosféricas.

Uma segunda abordagem consiste em tornar o sistema de alinhamento dinâmico. Para tal a plataforma deixa de ser estática, para ser dinâmica. O ajuste dinâmico da posição horizontal e vertical é feito por dois motores de passo acoplados à plataforma do receptor. O controlo de posição pode em primeira aproximação ser feito em função da potência óptica recebida. Este método é contudo difícil de implementar, dado que de uma forma geral o padrão de potência projectado no plano do receptor não é gaussiano. Este padrão depende muito da distância entre emissor receptor, das condições climatéricas, do sistema óptico usado para colimar o feixe infravermelhos, e do ângulo de dispersão do feixe no emissor [Lom90]. De uma forma geral o padrão de potência projectado no plano do receptor, pode exhibir vários pontos de máximo, ou mesmo máximos abruptos (que não serão uma boa escolha para alinhar o sistema). Um método mais robusto consiste em basear o alinhamento automático na relação sinal ruído de entrada, em parte porque esta exhibe um padrão mais suave. Desta forma é mais eficaz a procura de um ponto de máximo de potência óptica recebida. O facto de o sistema ser dinâmico torna-o também menos sensível aos desalinhamentos provocados pelas variações climatéricas.

### 1.1.3 Sistemas IrDA

A evolução dos sistemas computacionais móveis tem demonstrado interesse pelos sistemas de comunicação sem fios, nomeadamente no domínio óptico. O principal atractivo das comunicações por infra-vermelhos neste âmbito é o facto de estes sistemas não necessitarem de licenças de operação como é o caso das comunicações por rádio frequência [Mor97]. As tecnologias IrDA (InfraRed Data Association) tem tentado dar resposta a problemas de comunicação de computadores portáteis com os periféricos usuais (impressoras, rato, outros portáteis, telemóveis, etc...), sem a necessidade de usar os comuns cabos de interligação. As ligações ópticas implementadas são geralmente baseadas em configurações em linha de vista próximas (tipicamente entre 10cm e 1m). Os ângulos de visão dos dispositivos fotoeléctricos normalmente especificados são da ordem dos 30° para tornar fácil o alinhamento dos dispositivos a interligar e possibilitar alguma mobilidade aos utilizadores. Actualmente prevê-se que os sistemas IrDA comecem a migrar para tecnologias de infravermelhos sectorizadas, em particular por ser um objectivo destas normas criar um *standard* para acesso a redes locais por infravermelhos.

## 1.2 METODOLOGIA

O trabalho desenvolvido e que originou esta dissertação, pode ser estruturado em quatro etapas:

- Estudo teórico do ruído em amplificadores ópticos de transimpedância. Esta análise foi suportada com alguns resultados de simulação e valores medidos em protótipos antes implementados.
- Estudo de arquitecturas para circuitos de medição de relação sinal ruído em receptores ópticos. Este estudo consistiu numa busca bibliográfica exaustiva e no teste, através de simulação, de algumas soluções encontradas. Dentro das várias arquitecturas investigadas distinguem-se: os circuitos logarítmicos, os circuitos de processamento de sinal em corrente, as malhas translineares (em particular o multiplicador de Gilbert) e os *current conveyors* (amplificadores de corrente com grande potencial para a implementação de funções não lineares).



- Especificação e implementação do sistema de referência. Este sistema consiste num receptor sectorizado com dois sectores de recepção e um sistema discriminador do tipo *best sector*. Foi implementado usando uma tecnologia CMOS de 0.8µm da AMS (Austria Micro Systems). O ambiente de desenvolvimento utilizado consistiu no Cadence DFII e no simulador SpectreS.
- Medição e avaliação de resultados obtidos no protótipo implementado. Foram desenvolvidas várias placas de circuito impresso com o intuito de avaliar as performances dos circuitos implementados, nomeadamente: do amplificador de transimpedância, do circuito de medição de relação sinal ruído e do próprio sistema de referência.

### 1.3 CIRCUITOS IMPLEMENTADOS

Foi implementado um receptor sectorizado experimental, baseado em dois sectores de recepção e uma unidade de selecção tipo *best sector*. A medição de relação sinal ruído envolvida no processo de sectorização consistiu num circuito com multiplicadores de Gilbert e um divisor (implementado com um multiplicador na malha de realimentação de um amplificador operacional), capaz de produzir na sua saída um sinal proporcional a  $V_i^2/I_n$  (sendo  $V_i$  proporcional ao sinal detectado no fotodíodo e  $I_n$  a corrente média no mesmo). Esta razão é proporcional à relação sinal ruído produzindo como tal, um sinal adequado para a sectorização ambicionada. O circuito final foi produzido usando uma tecnologia CMOS de 0.8µm da AMS.

### 1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação encontra-se dividida nos seguintes capítulos:

- No capítulo 2, é analisado o sistema referência usado para validar o trabalho desenvolvido. Este sistema consiste num receptor óptico sectorizado, sendo usado um discriminador do tipo *best sector*. Cada sector de recepção é constituído por um amplificador óptico de transimpedância com ganhos comutados e um circuito de medição de relação sinal ruído. São analisadas com algum detalhe as características

destes blocos, bem como a filosofia de projecto desenvolvida para implementar o sistema discriminador quando se usam amplificadores de ganhos comutados.

- No capítulo 3 são exploradas as arquitecturas investigadas para a implementação do circuito de medição de relação sinal ruído. Várias estruturas foram estudadas, nomeadamente, circuitos capazes de processamento de sinais em corrente, amplificadores logarítmicos e circuitos multiplicadores. São ainda descritas as principais características de cada uma das abordagens estudadas, nomeadamente quanto a resposta em frequência, linearidade, consumo, gamas dinâmicas e área de *layout* prevista.
- No capítulo 4 descreve-se o circuito implementado, constituído por dois multiplicadores de Gilbert e um divisor (amplificador operacional com realimentação não linear). São mostrados alguns resultados de simulação. Traçam-se também algumas considerações importantes sobre o *layout* desenhado.
- No capítulo 5 mostram-se os resultados observados no protótipo implementado. Estes resultados encontram-se ordenados por três categorias: i) O funcionamento do receptor sectorizado, onde se mostram resultados referentes a comutações de sector forçadas, e se analisa qualitativamente o desempenho geral do circuito discriminador. ii) A especificação do circuito de medição de relação sinal ruído, onde se mostra o desempenho deste circuito a nível estático e no tempo e são traçadas analogias entre os resultados obtidos e as simulações executadas. iii) As especificações do amplificador de transimpedância, onde são mostrados resultados referentes à resposta na frequência, resposta no tempo e análise do sistema de comutação automática de ganho que, são importantes por afectarem o comportamento do sistema de medição de relação sinal ruído.
- No capítulo 6 tiram-se algumas conclusões do trabalho realizado e traçam-se algumas linhas de orientação para trabalhos futuros.

### 1.5 TRABALHO ORIGINAL REALIZADO NESTA DISSERTAÇÃO

Do trabalho realizado nesta dissertação constam dois circuitos originais: a unidade de medição de relação sinal ruído e o sistema de sectorização do sistema de referência. Estes circuitos encontram-se publicados em três artigos em revista e quatro artigos em conferências.

Os artigos publicados na revista do Departamento de Electrónica e Telecomunicações, tratam sobre o desenvolvimento de circuitos utilizando técnicas de circuitos integrados para aplicações em receptores ópticos por infravermelhos.

Os artigos publicados em conferência focaram diversos aspectos de implementação de receptores ópticos atmosféricos sectorizados em circuito integrado, nomeadamente:

- IEE Electronics & Communications, Colloquium on Optical Wireless Communications, Londres, Junho de 1999 – desenvolvimento de circuitos utilizando técnicas de circuitos integrados para aplicações em receptores ópticos por infravermelhos.
- Jornadas em Engenharia de Telecomunicações e Computadores 99, ISEL, Lisboa, Outubro de 1999 – concepção de uma unidade de medição de relação sinal ruído para receptores ópticos por infravermelhos.
- IEEE International Symposium on Circuits and Systems 2000, Genebra, Maio de 2000 – concepção de um receptor óptico atmosférico sectorizado com dois sectores em circuito integrado.
- IEEE International Conference on Electronic Circuits and Systems 2000, Libano, Dezembro de 2000 - concepção de um receptor óptico atmosférico sectorizado com oito sectores em circuito integrado.



## 2 SISTEMAS SECTORIZADOS PARA COMUNICAÇÕES ÓPTICAS POR INFRAVERMELHOS

### 2.1 INTRODUÇÃO

Os sistemas sectorizados para comunicações ópticas por infravermelhos são utilizados para maximizar a relação sinal ruído do receptor. Quando o meio de comunicação é baseado em mecanismos de reflexão múltipla, como é o caso dos receptores ópticos difusos, a concepção do receptor é necessariamente mais complexa [Tav97, Tav97b]. Vários factores contribuem para este aumento de complexidade, desde a existência de múltiplos percursos percorridos pelo sinal desde o emissor até atingir o fotodetector, até à presença de diversas fontes de ruído que deterioram o sinal [Val97].

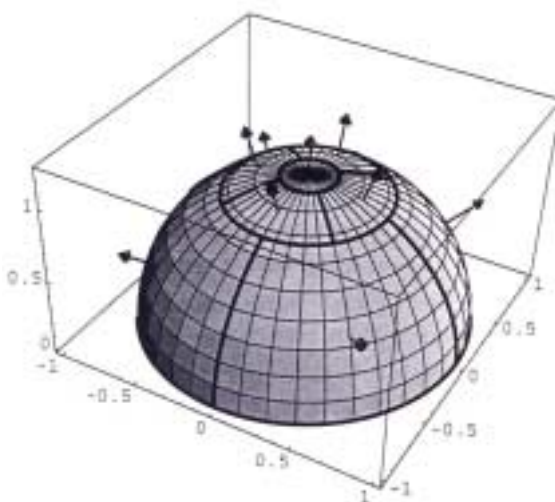


Fig. 1 Aspecto de um fotodetector sectorizado [Val97]

A solução proposta pelos receptores sectorizados consiste num receptor constituído por vários sectores de recepção (figura 1), cada um afecto a um fotodetector com uma disposição tal que permita cobrir todo o campo de visão disponível na área circundante. Desta forma é possível determinar uma direcção que favoreça a recepção nas melhores condições, ou seja, maximizando o nível de potência óptica detectada e minimizando ao mesmo tempo o ruído presente no sinal. Para tal é necessário que cada sector de recepção consiga não só amplificar o sinal óptico detectado, mas também determinar a relação sinal ruído do mesmo [Mor97, Tav97]. A relação sinal ruído será a base do método de

sectorização dos sinais provenientes dos diversos sectores de recepção. A escolha do método de sectorização a usar, selecção ou combinação, depende fundamentalmente do tipo de fontes de ruído presentes e sua distribuição no ambiente que circunda de aplicação. No caso presente optou-se pelo método de selecção devido a vantagens de implementação com amplificadores ópticos de ganhos comutados.

Neste capítulo descreve-se o sistema referência utilizado para demonstrar o correcto funcionamento da unidade de medição relação ruído desenvolvida. Este sistema compreende um receptor óptico sectorizado simplificado (com apenas dois sectores de recepção), mas que foi desenvolvido tendo em vista a fácil generalização a receptores sectorizados mais complexos.

É importante abordar de uma forma introdutória aspectos relacionados com o modelo de ruído do receptor, em que consiste a relação sinal ruído do receptor óptico e outros parâmetros relevantes para esta dissertação.

### 2.2.1 Modelo de Ruído do Receptor

É importante conhecer a resposta de ruído de um amplificador por diversos motivos. Em primeira aproximação a resposta em ruído de um amplificador pode denunciar possíveis tendências do mesmo para oscilar. Por vezes não basta a compensação da resposta em frequência para garantir que um amplificador não se tornará instável depois da implementação [Gra96], principalmente quando o amplificador é constituído por vários andares, tendo cada andar uma contribuição na resposta em frequência da cascata total. Por outro lado a análise de ruído permite determinar a sensibilidade de um amplificador, ou seja, o sinal mínimo que este consegue discriminar face ao ruído presente na entrada e gerado intrinsecamente [Smi86].

Por estes motivos foi efectuada uma análise algo intensa, quer matematicamente, quer com recurso de simulações, do ruído gerado pelo amplificador de transimpedância. Esta análise é dificultada pelo facto do amplificador em causa ser diferencial e possuir um sistema de ganhos comutados. Estes factores obrigam a uma análise em função do ganho. Não são tomadas em consideração as comutações de ganho que obviamente contribuem para o ruído, uma vez que estas ocorrem apenas ocasionalmente.

### 2.2.2 Relação Sinal Ruído do Receptor

A relação sinal ruído num receptor óptico devidamente projectado é maioritariamente definida pelo ruído óptico do fotodetector [Ale97]. Num fotodetector tipo PIN (junção de três camadas de semicondutor, tipo P, Intrínseco e tipo N), surgem vários mecanismos geradores de ruído, sendo os mais importantes o ruído *shot* associado a todas as junções PN, e o ruído quântico gerado pela iluminação a que o fotodetector é sujeito. Tipicamente esta última componente de ruído é dominante nos sistemas de infravermelhos, porque a maioria das fontes luminosas radia na zona dos infravermelhos, sejam lâmpadas fluorescentes, lâmpadas incandescentes ou a luz solar. Como os ambientes alvo para aplicação dos receptores aqui estudados são dominados por este tipo de fontes luminosas, a maior contribuição para o ruído gerado no fotodetector será determinada pela presença destas fontes. Por outro lado é importante conhecer a grandeza do ruído gerado no amplificador óptico, de forma a validar este pressuposto.

A relação sinal ruído é dada pela razão entre a potência média do sinal recebido pelo fotodetector e a potência média do ruído gerado no mesmo. A potência do sinal recebido é medida usando a saída do amplificador óptico. A potência média de ruído é proporcional à corrente média que atravessa o fotodetector. Todo o circuito empregue para estimar a relação sinal ruído compreende quatro blocos básicos: um amplificador óptico (que é também o receptor óptico do sistema), um circuito de amostragem da corrente no fotodetector, um circuito de processamento analógico (empregue para estimar a relação sinal ruído), e um andar de filtragem passa-baixo (para obter uma média da relação sinal ruído).

## 2.2 SISTEMA DE REFERÊNCIA

O trabalho descrito nesta dissertação consistiu no desenvolvimento de um circuito para a medição de relação sinal ruído, naturalmente associado a um receptor sectorizado que permitisse avaliar o seu desempenho. Este receptor sectorizado, referido como “sistema de referência”, pode ser descrito pelo diagrama de blocos apresentado na figura 2. São empregues dois sectores de recepção e um discriminador do tipo *Best Sector*. Cada sector

de recepção é formado por um fotodetector do tipo PIN, um amplificador de transimpedância com ganhos comutados e um circuito de medição de relação sinal ruído.

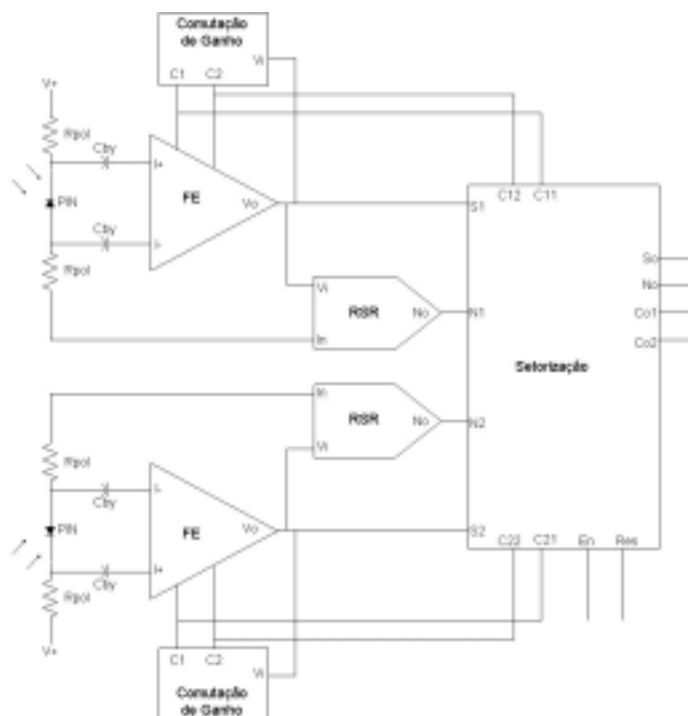


Fig. 2 Receptor Sectorizado de Referência

O tipo de sectorização escolhido para implementar este receptor experimental foi o *Best Sector*, principalmente por ser mais simples de implementar a unidade de selecção quando os amplificadores ópticos empregam ganhos comutados. O facto de os amplificadores de transimpedância usados possuírem um sistema de comutação de ganhos, torna o desenho dos circuitos de medição de relação sinal ruído e sectorização mais complexos. Isto porque quer a relação sinal ruído medida quer a sectorização devem ser independentes do ganho apresentado pelos amplificadores. Idealmente, o sistema de sectorização teria de monitorizar apenas o sinal proveniente de ambos os receptores, e as respectivas relações sinal ruído. O sector escolhido seria aquele que apresentasse a melhor relação sinal ruído (sectorização *Best Sector*). Contudo, devido à comutação de ganhos, a relação sinal ruído vem afectada da variação de ganho e o bloco de sectorização terá de corrigir esta dependência por forma a fazer a escolha correcta.

São de seguida apresentados com maior detalhe os diversos blocos constituintes deste circuito.



### 2.2.1 Arquitectura do Amplificador Óptico

Para a detecção de sinais ópticos podem ser empregues três tipos de amplificadores [Gra96, Ale97]. A configuração mais simples é o amplificador óptico de baixa impedância (figura 3), no qual o fotodíodo é polarizado com uma resistência de baixo valor e o sinal resultante amplificado com um amplificador de tensão. Esta configuração tem em seu favor as grandes larguras de bandas possíveis de implementar, dado que um factor determinante na resposta em frequência de qualquer amplificador óptico é, a resistência de polarização associada à capacidade parasita do fotodetector. Contudo esta configuração não permite grandes sensibilidades, dado que maior parte da potência do sinal detectado é perdida na resistência. Outro factor prejudicial é o ruído térmico gerado na resistência de polarização; como esta é de baixo valor, o ruído térmico à entrada do amplificador é elevado.

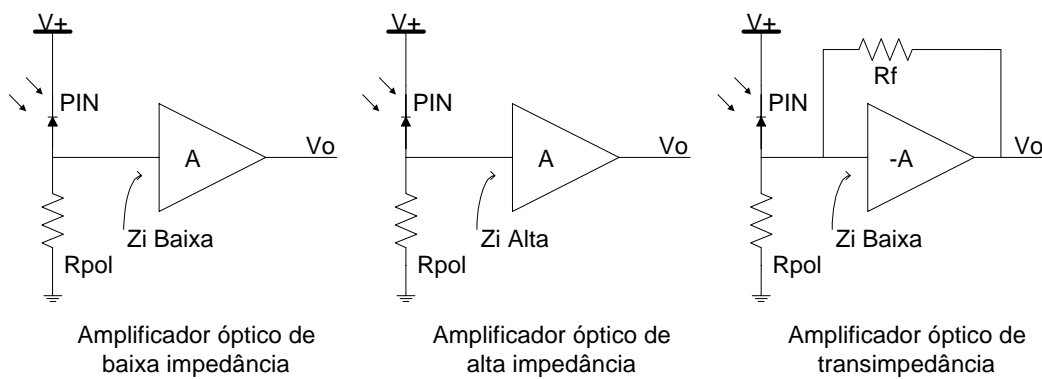


Fig. 3 Topologias de amplificadores ópticos

Outra configuração possível é o amplificador óptico de alta impedância (figura 3). Neste caso usa-se uma resistência de polarização elevada quer para minimizar o ruído, quer para aumentar a sensibilidade do amplificador. O problema desta configuração é a largura de banda, que se torna limitada pelos elementos exteriores (o fotodetector e a resistência de polarização). Uma forma de melhorar a resposta em frequência destes amplificadores, é recorrer a esquemas de equalização através de cancelamento pólo-zero na entrada do amplificador. Contudo esta estratégia é difícil de projectar e sujeita a possíveis oscilações por incorrecto cancelamento.

A terceira configuração é o amplificador óptico de transimpedância (figura 3). Esta última configuração tenta aliar as vantagens de cada uma das configurações apresentadas antes, ou seja grande sensibilidade e baixo ruído (alta impedância) juntamente com grande largura de banda (baixa impedância). A solução consiste em usar um amplificador de transimpedância em vez de um amplificador de tensão para converter de uma forma mais eficiente a corrente de saída do fotodetector em tensão. A grande vantagem do amplificador de transimpedância é o facto de possuir uma impedância de entrada razoavelmente baixa, possibilitando o uso de resistências de polarização de alto valor sem comprometer a estabilidade do amplificador. A largura de banda é também neste caso limitada pela impedância de entrada do amplificador e pelo ruído. A sensibilidade depende da linearidade do amplificador e da resistência de realimentação (o amplificador de transimpedância é formado por um amplificador de transimpedância com realimentação tensão-paralelo). No caso presente esta foi a configuração eleita para projectar o amplificador óptico, tendo os maiores problemas surgido devido a limitações da fonte de alimentação (0 a 5V para a tecnologia empregue), e a questões de estabilidade do amplificador com ganhos elevados.

O amplificador de transimpedância usado no sistema de referência emprega um sistema de ganhos comutados [Cur98, Vas99]. A necessidade de usar ganhos comutados deve-se ao requisito de uma gama dinâmica elevada. As flutuações do nível de sinal detectado pelos fotodetectores podem comportar gamas dinâmicas de 40 a 60dB (ópticos). Numa tecnologia CMOS com alimentações de 0 e 5V, como a usada para implementar todo este sistema, é muito difícil cobrir esta gama dinâmica necessária com um único ganho de transimpedância e com baixo ruído. Uma forma de implementar nestas condições a gama dinâmica pretendida seria através do uso de amplificadores com ganho variável. Contudo uma variação linear do ganho não é a melhor estratégia a seguir, pois pode-se comprometer o bom funcionamento do amplificador por se deteriorar o seu comportamento em termos de resposta de ruído. Outro factor que não favorece o uso de ganhos variáveis é o facto de se pretender uma gama dinâmica muito grande, tornando o desenho do pré-amplificador uma tarefa muito difícil.

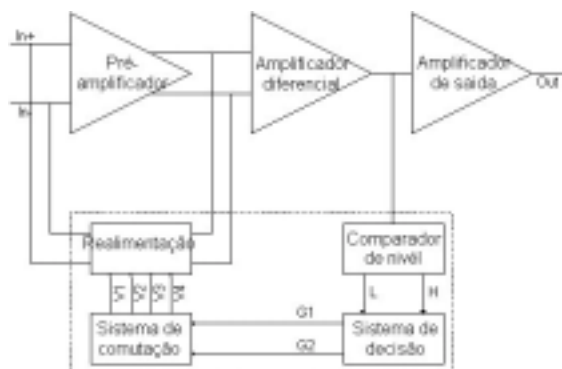


Fig. 4 Diagrama de blocos do amplificador de transimpedância

A opção foi implementar um amplificador de transimpedância com ganhos comutados. A diferença entre este método e o método dos ganhos variáveis é bem visível: teoricamente os amplificadores de ganhos comutados podem ser analisados e otimizados para cada ganho independentemente. No caso presente desenhou-se um amplificador com três ganhos possíveis, capaz de responder a uma gama dinâmica de entrada de 60dB. O diagrama de blocos deste amplificador é apresentado na figura 4.

O amplificador de transimpedância é constituído por três blocos base:

- um pré-amplificador, onde é feita a conversão corrente tensão do sinal detectado [Cur98, Vas99, Ner98b]. O ganho deste amplificador (que é um ganho de transimpedância), é implementado com uma malha de realimentação variável. A entrada e a saída do pré-amplificador são diferenciais com vários propósitos: i) tornar a estrutura inteiramente diferencial; ii) melhorar a razão de rejeição em modo comum num estágio diferencial seguinte; iii) combater as interferências electromagnéticas que afectam os percursos de sinal de forma equitativa. O sinal diferencial é também um requisito do circuito de medição de relação sinal ruído.
- O bloco seguinte é um amplificador diferencial, usado para fazer a amostragem do sinal para o circuito de medição de relação sinal ruído e para tornar o sinal não diferencial.
- O terceiro bloco é um amplificador de saída usado para isolar os andares anteriores de circuitos posteriores bem como para aumentar a capacidade de *drive* do amplificador.

A estes blocos foi acrescentado um sistema responsável pela comutação de ganhos. O bloco de comutação de ganhos é constituído por quatro sub-sistemas: i) um comparador de nível que decide mediante o nível do sinal de saída qual o sentido de comutação do ganho. ii) Um sistema de decisão que mediante a ordem de aumentar ou diminuir o ganho estabelece os códigos binários identificativos do ganho pretendido, iii) Um sistema de comutação que gera as tensões adequadas para controlar a malha de realimentação do pré-amplificador, iv) e a malha de realimentação propriamente dita.

A comutação de ganhos processa-se de uma forma suave, isto é, não ocorre de forma instantânea. Tal deve-se a que não se pode perder o sinal durante a comutação (o que tornaria a recuperação de relógio numa tarefa mais complexa), e também porque variações bruscas de ganho poderiam conduzir a comportamentos oscilatórios. O sistema de decisão empregue utiliza um comportamento com histerese de forma a evitar múltiplas comutações de ganho quando o nível de sinal se mantém próximo dos limiares de comutação. Os sinais binários de saída do sistema de decisão são também usados pela sectorização para identificar o ganho apresentado por cada sector.

### *2.2.1.1 Arquitectura do Pré-Amplificador*

No pré-amplificador usou-se uma configuração em *cascode* desdobrado (transístores M1 e M2 na figura 5), tirando partido do bom comportamento em frequência exibido por esta configuração. Os transístores M1a e M1b são usados para minimizar o ruído equivalente de entrada do amplificador, pelo que apresentam um comprimento de porta elevado para compensar a capacidade de entrada do fotodíodo [Pie88, Cha89, San90, Cur98, Vas99]. A configuração diferencial é conseguida combinando duas secções em *cascode* desdobrado com a fonte de corrente formada por M10. Este transístor foi também desenhado com comprimento de porta grande de forma a tornar possível a condução de corrente necessária nos transístores M1, mantendo ao mesmo tempo uma tensão dreno fonte baixa.

Para compensar possíveis oscilações no ganho mais elevado usou-se uma malha constituída por um transístor, R1, em série com uma capacidade, C2,. A compensação é conseguida através de um esquema de cancelamento pólo-zero, conseguido quando o transístor R1 exhibe uma baixa resistência no ganho pretendido. Para os restantes ganhos R1

representa uma resistência de valor elevado, tendo pouca influência na resposta em frequência.

A malha de realimentação consiste em três ramos paralelos constituídos por transístores a operar na zona linear. Dependendo das tensões de controlo estabelecidas pelo sistema de comutação de ganhos, estes transístores exibem diferentes valores de resistência, tendo os seus valores sido ajustados para  $700\Omega$ ,  $3K\Omega$  e  $27K\Omega$ , de acordo com os três ganhos de transimpedância ambicionados.

Foram adicionados dois andares em seguidor de fonte às saídas de cada um dos ramos da transimpedância de forma a minimizar a dependência do ganho na carga apresentada à saída. Os ganhos obtidos à saída desta etapa de amplificação foram  $1K\Omega$ ,  $5K\Omega$  e  $50K\Omega$  para as situações de ganho mínimo, médio e máximo respectivamente.

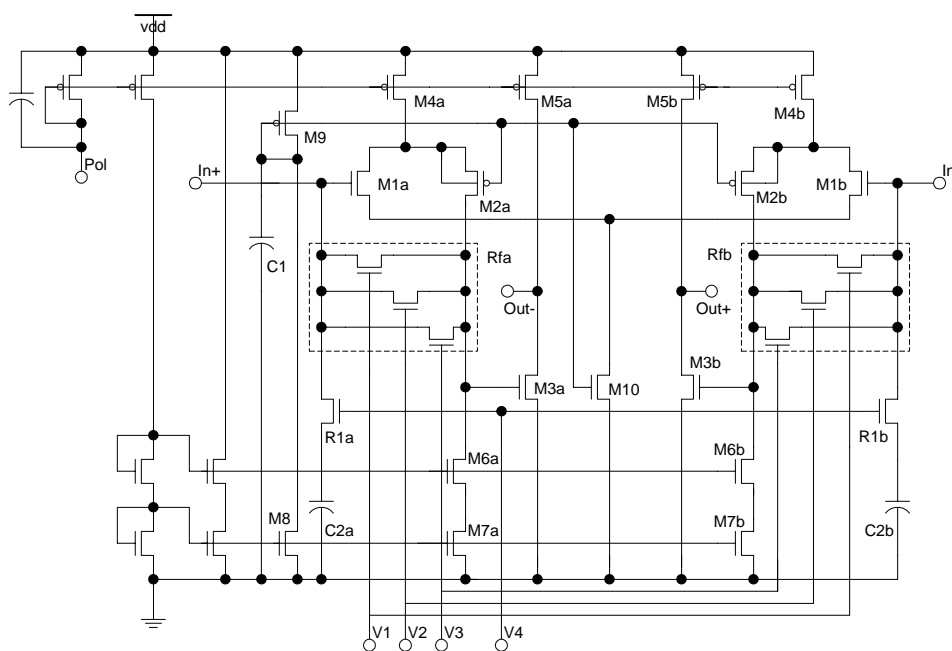


Fig. 5 Pré-Amplificador

O amplificador diferencial representado na figura 4 é usado por vários motivos. O primeiro motivo é a necessidade de fazer a amostragem do sinal de entrada para o circuito de medição sinal ruído. Neste processo de amostragem é preservado o sinal diferencial oferecendo um efeito de carga negligenciável ao pré-amplificador. Outro motivo é tornar o sinal não diferencial adequado para atacar o sistema de selecção/cominação que se segue.

No processo de passagem do sinal a unipolar aumentou-se o ganho ligeiramente (um factor de 10), e teve-se particular cuidado no desenho do amplificador por forma a conseguir uma razão de rejeição em modo comum elevada (superior a 55dB em toda a gama de frequência de interesse). O interesse de ter sinais diferenciais com elevada razão de rejeição em modo comum deve-se à forte influência das interferências electromagnéticas no circuito. Usar amplificadores diferenciais é uma forma de atenuar os efeitos da interferência electromagnética, visto esta manifestar-se de igual forma em todos os percursos do circuito tomando o aspecto de um ruído em modo comum.

Um problema comum ao desenho de amplificadores diferenciais é o denominado efeito do corpo presente em todos os transístores MOSFET. Este efeito manifesta-se pela variação da corrente de dreno, quando existem variações de tensão entre o corpo e a fonte. De facto, o corpo pode actuar como uma segunda porta sobre o controlo da corrente no canal. A forma comum de evitar o efeito do corpo é ligar os terminais de fonte e corpo ao mesmo potencial. Contudo este procedimento nem sempre é possível, pois há tecnologias que possibilitam o acesso ao terminal do corpo num só tipo de transístor. No caso da tecnologia usada, o terminal do corpo ou substrato, é comum a todos os transístores do tipo N, sendo apenas possível isolar este terminal para os transístores do tipo P. Deste modo os pares diferenciais utilizados empregam transístores do tipo P, mas ficam limitados pela baixa mobilidade dos portadores exibida por estes. Para evitar os efeitos não lineares provocados pela variação da tensão de substrato, piora-se o desempenho na frequência do amplificador diferencial.

O andar final é um vulgar amplificador de saída com ganho muito próximo de um. Este amplificador de saída é usado apenas para aumentar a capacidade de carga do amplificador total. Este amplificador pode atacar cargas de  $100\text{K}\Omega$  em paralelo com capacidades de  $10\text{pF}$ .

Os ganhos totais alcançados são de  $8\text{K}\Omega$  no ganho mínimo,  $40\text{K}\Omega$  no ganho médio e  $400\text{K}\Omega$  no ganho máximo, sendo as larguras de banda superiores a  $10\text{MHz}$  com um fotodíodo de capacidade parasita de  $50\text{pF}$ . Este amplificador exhibe um produto ganho largura de banda de  $4\text{THz}\Omega$ .

### *2.2.1.2 Análise de Ruído e Sensibilidade do Pré-Amplificador*

Com o intuito de caracterizar quer o ruído equivalente de entrada, quer o próprio amplificador, desenvolveu-se um estudo teórico sobre ruído e sensibilidade do amplificador que é aqui apresentado.

Esta análise teórica foi baseada em três pressupostos. O primeiro pressuposto foi o de admitir que o pré-amplificador é inteiramente simétrico, pelo que a análise é feita considerando o modo diferencial. Admite-se pois que as contribuições do funcionamento em modo comum são desprezáveis (ganho em modo comum reduzido), ou assim podem ser encaradas se o segundo estágio diferencial possuir uma grande razão de rejeição em modo comum.

O segundo pressuposto foi o de considerar que apenas o amplificador de transimpedância é determinante no ruído equivalente de entrada, desprezando-se por isso as contribuições dos restantes circuitos. Este pressuposto só será válido se o circuito final produzido consistir apenas no amplificador em causa, pois a presença de circuitos digitais nas proximidades do amplificador é suficiente para induzir interferências de valor superior às aqui calculadas. No entanto, mesmo nesta situação o estudo teórico do comportamento do ruído neste amplificador é útil sob diversos aspectos, seja para a minoração do ruído equivalente de entrada, para a análise da sensibilidade ambicionada para um dado amplificador, ou mesmo para a análise da estabilidade do mesmo. Estas linhas orientadoras são pois importantes para identificar os elementos críticos no projecto do amplificador.

O último pressuposto foi a definição do modelo de ruído em amplificadores diferenciais. Da consulta bibliográfica [Zie70, Smi86, Ott88, Gei90, Dav91, Mey93] surgiram três modelos possíveis (figura 6), sendo os mesmos equivalentes entre si, através da combinação das fontes de ruído equivalentes de cada um. O modelo equivalente de ruído mais geral possui duas fontes de ruído equivalentes de entrada, uma de corrente em paralelo com a entrada, e uma de tensão em série com a entrada. No caso do amplificador diferencial estas fontes de ruído existem em ambas as entradas (figura 6 a)), podendo ser combinadas para dar origem a outros modelos equivalentes. É usual encontrar um modelo com duas fontes de corrente de ruído em paralelo com cada uma das entradas, e uma fonte de tensão de ruído concentrada numa das entradas (figura 6 c)), ou ainda o caso mais

simples que concentra o ruído equivalente de entrada em duas fontes de ruído, uma de tensão em série com uma das entradas e uma de corrente em paralelo (figura 6 b)). A correspondência entre estes três modelos é feita recorrendo às seguintes expressões:

$$\begin{aligned} V_n' &= \sqrt{2}V_n \quad (V/\sqrt{Hz}) \\ I_n' &= \sqrt{2}I_n \quad (A/\sqrt{Hz}) \end{aligned} \quad (2.1)$$

O modelo utilizado nesta análise foi o representado na figura 6 a), visto que a análise efectuou-se apenas para metade do amplificador (em modo diferencial).

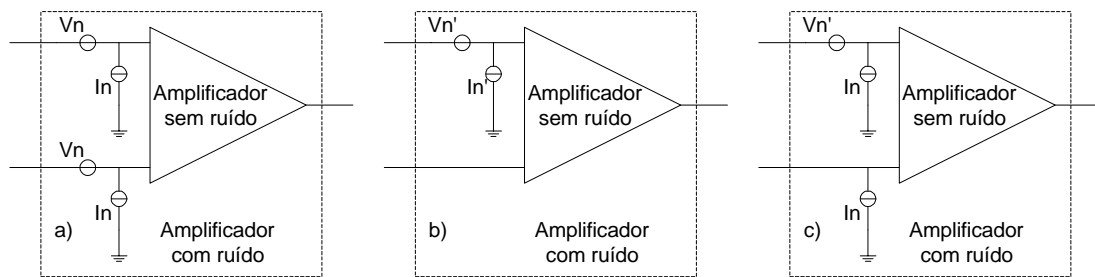
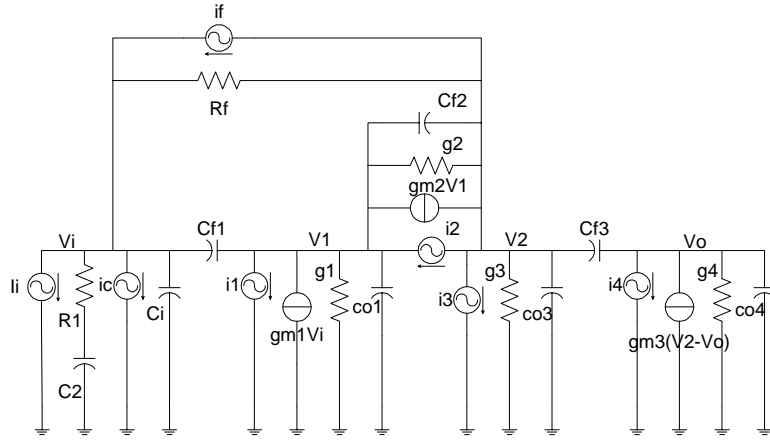


Fig. 6 Modelos de ruído equivalente de entrada em amplificadores diferenciais

Começou-se por construir o circuito equivalente para pequeno sinal, incluindo as fontes de ruído mais influentes. O circuito obtido encontra-se representado na figura 7. Este circuito equivalente foi obtido do anterior (figura 5), considerando o modo de funcionamento diferencial. Alguns dos elementos do circuito original foram combinados por forma a simplificar o circuito a analisar. Estas simplificações estão patentes nas equações de conversão apresentadas em (2.2).

$G_f = I/R_f$  representa a malha de realimentação formada por três transístores a funcionar na zona linear; para simplificar a análise admite-se que esta associação pode ser reduzida a uma resistência equivalente, em paralelo com uma capacidade equivalente, não afectando por isso o carácter geral desta análise. Em termos de ruído  $i_f$  será constituída por três contribuições distintas, correspondentes a cada um dos transístores da malha.




 Fig. 7 Circuito equivalente do pré-amplificador no modo diferencial<sup>1</sup>

$$\begin{aligned}
 C_i &= C_{gs1} & g_1 &= g_{o1} + g_{o4} \\
 C_{o1} &= C_{ds1} + C_{ds4} + C_{gs2} & g_2 &= g_{o2} \\
 C_{o3} &= C_{gd2} + C_{gd3} + C_{67} & g_3 &= g_{67} \\
 C_{o4} &= C_{ds3} + C_{ds5} & g_4 &= g_{o3} + g_{o5} & \overline{i_4}^2 &= \overline{i_{ds3}}^2 + \overline{i_{ds5}}^2 \\
 C_{f1} &= C_{gd2} & \overline{i_1}^2 &= \overline{i_{ds1}}^2 + \overline{i_{ds4}}^2 \\
 C_{f2} &= C_{ds2} & \overline{i_2}^2 &= \overline{i_{ds2}}^2 \\
 C_{f3} &= C_{gs3} & \overline{i_3}^2 &= \overline{i_{67}}^2
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

O circuito é inteiramente caracterizado pela seguinte equação matricial

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & 0 \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} & 0 \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} & A_{34} \\ 0 & 0 & A_{43} & A_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ V_1 \\ V_2 \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_i \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

sendo os seus elementos

<sup>1</sup> O subscrito 67 refere-se à fonte de corrente *cascade* constituída pelos transístores M6 e M7.  $G_f$  representa a malha de realimentação, que no caso presente não é uma resistência pura. Finalmente  $R_i$  e  $C_2$  representam uma malha de compensação de entrada, sendo  $R_i$  é implementada com um NMOS.  $i_c$  representa o ruído gerado na malha de compensação de entrada. Os restantes subscritos dizem respeito aos respectivos transístores representados na figura 5.

$$\begin{cases} A_{11} = G_f + s(c_i + c_{f1} + G_1 C_2 / (G_1 + sC_2)) \approx G_f \\ A_{12} = -sc_{f1} \approx 0 \\ A_{13} = -G_f \end{cases} \quad (2.3a)$$

$$\begin{cases} A_{21} = g_{m1} - sc_{f1} \approx g_{m1} \\ A_{22} = g_1 + g_2 + g_{m2} + s(c_{f1} + c_{f2} + c_{o2}) \approx g_1 + g_2 + g_{m2} \\ A_{23} = -g_2 - sc_{f2} \approx -g_2 \end{cases} \quad (2.3b)$$

$$\begin{cases} A_{31} = -G_f \\ A_{32} = g_{m2} - g_2 - sc_{f2} \approx g_{m2} - g_2 \\ A_{33} = g_2 + g_3 + G_f + s(c_{o3} + c_{f2} + c_{f3}) \approx g_2 + g_3 + G_f \\ A_{34} = -sc_{f3} \approx 0 \end{cases} \quad (2.3c)$$

$$\begin{cases} A_{43} = g_{m3} - sc_{f3} \approx g_{m3} \\ A_{44} = g_4 - g_{m3} + s(c_{o4} + c_{f3}) \approx g_4 - g_{m3} \end{cases} \quad (2.3d)$$

As aproximações feitas nas equações (2.3a) a (2.3d) reflectem o funcionamento do amplificador para frequências dentro da banda.

O primeiro passo foi definir as grandezas importantes do circuito: i) o ganho de transimpedância; ii) a impedância de entrada; iii) e o ganho em tensão; usados para determinar as fontes de ruído equivalentes de entrada.

O ganho de transimpedância é obtido de forma simples usando a regra de *Cramer* [Boa83] para resolver a equação de  $V_o$  em função de  $I_i$  e é dado pela equação(2.4).

$$\begin{aligned} Z_f(s) &= -\frac{2A_{43}}{\det(A)} \begin{vmatrix} A_{21} & A_{22} \\ A_{31} & A_{32} \end{vmatrix} \approx \\ &\approx -\frac{2g_{m3} [g_{m1}(g_{m2} - g_2) + G_f(g_{m2} + g_1 + g_2)]}{G_f(g_4 - g_{m3}) [g_{m2}(2g_2 + g_3 - g_{m1}) + g_2(g_1 + g_3 + g_{m1}) + g_1g_3]} \quad (\Omega) \end{aligned} \quad (2.4)$$

sendo  $\det(A)$  o determinante da matriz completa. Nesta equação podemos ver que os elementos importantes para o ganho de transimpedância são representados pelas

admitâncias  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$  e  $G_f$  que correspondem aos transístores do andar de entrada (M1 e M2) e aos da malha de realimentação, respectivamente.

A impedância de entrada tem um cálculo semelhante e corresponde a resolver a equação de  $V_i$  em função de  $I_i$

$$Z_i(s) = \frac{1}{\det(A)} \left( A_{44} \begin{vmatrix} A_{22} & A_{23} \\ A_{32} & A_{33} \end{vmatrix} - A_{43} \begin{vmatrix} A_{22} & 0 \\ A_{32} & A_{34} \end{vmatrix} \right) \approx \frac{(G_f + g_3)(g_{m2} + g_1 + g_2) + g_2(2g_{m2} + g_1)}{G_f [g_{m2}(2g_2 + g_3 - g_{m1}) + g_2(g_1 + g_3 + g_{m1}) + g_1g_3]} \quad (\Omega) \quad (2.5)$$

Mais uma vez  $G_f$  e  $g_{m1}$  desempenham um papel importante na impedância de entrada.

O ganho em tensão do pré-amplificador é dado por

$$A_v(s) = \frac{Z_f(s)}{Z_i(s)} = -2 \frac{A_{43} \begin{vmatrix} A_{21} & A_{22} \\ A_{31} & A_{32} \end{vmatrix}}{A_{44} \begin{vmatrix} A_{22} & A_{23} \\ A_{32} & A_{33} \end{vmatrix} - A_{43} \begin{vmatrix} A_{22} & 0 \\ A_{32} & A_{34} \end{vmatrix}} \approx - \frac{2g_{m3} [g_{m1}(g_{m2} - g_2) + G_f(g_{m2} + g_1 + g_2)]}{(g_4 - g_{m3}) [(G_f + g_3)(g_{m2} + g_1 + g_2) + g_2(2g_{m2} + g_1)]} \quad (2.6)$$

Tendo-se definido os ganhos de tensão e transimpedância, o procedimento para calcular as fontes de ruído equivalentes de entrada consiste em determinar o ruído de saída (em tensão), devido a cada uma das fontes de ruído presentes no circuito [Smi86, Ott88, Dav91, Mey93]. Este procedimento é repetido duas vezes, uma com a entrada em circuito aberto para determinar a fonte de ruído equivalente de tensão, e outra com a entrada em curto-circuito para determinar a fonte de ruído equivalente de corrente. As tensões de ruído à saída assim determinadas são depois referidas à entrada usando os ganhos adequados (ganho em tensão para determinar o ruído em tensão, e o ganho de transimpedância para determinar o ruído em corrente). Para tal usou-se mais uma vez a notação matricial substituindo o vector de entrada da equação (2.3) por outro contendo as contribuições de ruído presentes no circuito equivalente. O resultado obtido é representado pelas equações (2.7) (ruído equivalente de entrada em tensão) e (2.8) (ruído equivalente de entrada em

corrente). Esta última equação deixa bem patente a influência dos elementos das malhas de realimentação (componente de  $i_f$ ) e compensação (componente  $i_c$ ) no ruído equivalente de entrada. As restantes componentes que figuram na equação de  $i_n$  representam o ruído provocado pelo pré-amplificador (componentes  $i_1, i_2, i_3, i_4$ ).

$$\begin{aligned} \bar{v}_n^{-2} &= 2 \frac{|A_{32}A_{43}|^2 \bar{i}_1^{-2} + |A_{32}A_{43} + A_{22}A_{43}|^2 \bar{i}_2^{-2} + |A_{22}A_{43}|^2 (\bar{i}_3^{-2} + \bar{i}_f^{-2}) + |A_{22}A_{33} - A_{23}A_{32}|^2 \bar{i}_4^{-2}}{|A_{21}A_{32}A_{43} - A_{22}A_{31}A_{43}|^2} \approx \\ &\approx 2 \frac{(g_{m2} - g_2)^2 \bar{i}_1^{-2} + (2g_{m2} + g_1)^2 \bar{i}_2^{-2} + (g_{m2} + g_1 + g_2)^2 (\bar{i}_3^{-2} + \bar{i}_f^{-2})}{[g_{m1}(g_{m2} - g_2) + G_f(g_{m2} + g_1 + g_2)]^2} + \\ &+ \frac{[(g_{m2} + g_1 + g_2)(g_2 + g_3 + G_f) + g_2(g_{m2} - g_2)]^2 \bar{i}_4^{-2}}{g_{m3}^2 [g_{m1}(g_{m2} - g_2) + G_f(g_{m2} + g_1 + g_2)]^2} \quad (v^2/Hz) \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} \bar{i}_n^{-2} &= \frac{1}{2} \left\{ \bar{i}_c^{-2} + \bar{i}_f^{-2} + \frac{4}{|\det(A)Z_f(s)|^2} \left[ \begin{aligned} &|A_{43}|^2 \left\| \begin{matrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{31} & A_{32} \end{matrix} \right\|^2 (\bar{i}_1^{-2} + \bar{i}_2^{-2}) + .. \\ &.. + |A_{43}|^2 \left\| \begin{matrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{32} \end{matrix} \right\|^2 (\bar{i}_2^{-2} + \bar{i}_3^{-2} + \bar{i}_f^{-2}) + .. \\ &.. + \left\| \begin{matrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{matrix} \right\|^2 \bar{i}_4^{-2} \end{aligned} \right] \right\} = \\ &= \frac{\bar{i}_c^{-2}}{2} + \frac{\bar{i}_f^{-2}}{2} [1 + K_f(s)] + \bar{i}_1^{-2} K_1(s) + \bar{i}_2^{-2} K_2(s) + \bar{i}_3^{-2} K_3(s) + \bar{i}_4^{-2} K_4(s) \quad (A^2/Hz) \end{aligned} \quad (2.8)$$

sendo os coeficientes  $K_i(s)$  dados pelas equações (2.8a) e (2.8b)

$$\begin{aligned} K_1(s) &\approx \frac{G_f^2 (g_{m2} - g_2)^2}{[g_{m1}(g_{m2} - g_2) + G_f(g_{m2} + g_1 + g_2)]^2} \\ K_2(s) &\approx \frac{G_f^2 [(g_{m2} + g_1 + g_2)^2 + (g_{m2} - g_2)^2]}{[g_{m1}(g_{m2} - g_2) + G_f(g_{m2} + g_1 + g_2)]^2} \\ K_3(s) &= K_f(s) \approx \frac{G_f^2 (g_{m2} + g_1 + g_2)^2}{[g_{m1}(g_{m2} - g_2) + G_f(g_{m2} + g_1 + g_2)]^2} \end{aligned} \quad (2.8a)$$

$$K_4(s) \approx \frac{G_f^2 [(g_{m2} + g_1 + g_2)(g_2 + g_3) + (g_2 - g_{m1})(g_{m2} - g_2)]^2}{[g_{m1}(g_{m2} - g_2) + G_f(g_{m2} + g_1 + g_2)]^2} \quad (2.8b)$$

A equação (2.8) mostra que o ruído equivalente de entrada em corrente pode ser minorado através de um aumento do ganho de transimpedância. Para aumentar o ganho de transimpedância é necessário aumentar o valor da “resistência” de realimentação e dado que esta é implementada com um transistor NMOS, isto equivale a aumentar a largura do canal. Como resultado pode-se esperar um aumento da componente térmica do ruído e um ligeiro decréscimo da componente *flicker* (consultar o apêndice 8.1). Por um lado consegue-se diminuir a influência do ruído interno do amplificador, mas por outro lado aumenta-se o ruído devido à realimentação que como se vê é mais determinante no ruído equivalente de entrada. Outra forma de minorar o ruído equivalente de entrada é actuar sobre os coeficientes  $K_i(s)$ . Uma análise superficial destes coeficientes revela que a admitância  $g_{m1}$  do transistor M1 é comum a todos os denominadores dos coeficientes  $K_i(s)$ , desta forma o seu aumento conduz a uma redução das componentes internas de ruído no pré-amplificador. Este método é mais aconselhável do que o aumento da resistência de realimentação dado que dessa forma pode-se comprometer a estabilidade do amplificador.

Fizeram-se algumas simulações com o simulador SpectreS para estudar o ruído. O intuito destas simulações foi o de obter algumas estimativas médias do ruído equivalente de entrada, bem como o de observar a resposta em frequência do ruído de saída, tendo em vista um maior esclarecimento sobre o comportamento em ruído do circuito analisado e o cálculo da sensibilidade do mesmo.

Na tabela 1 apresentam-se os valores dos ganhos de transimpedância ( $Z_f$  representa o valor máximo e  $\langle Z_f \rangle$  o valor médio dentro da banda considerada), de tensão ( $A_v$  representa o valor máximo e  $\langle A_v \rangle$  o valor médio dentro da banda considerada), do ruído equivalente de entrada (em corrente  $i_n$  e em tensão  $v_n$ ), e o ruído à saída devido a cada uma das fontes de ruído equivalentes de entrada. Note-se ainda que todos estes valores foram calculados usando uma média quadrática dentro da largura de banda respectiva.

Tabela 1 Valores Simulados<sup>2</sup>

$Z_f / < Z_f > / \text{LB}$	$A_v / < A_v > / \text{LB}$	$I_n$	$v_n$	$v_o I_n$	$v_o v_n$
5K $\Omega$ / 4.4K $\Omega$ 800 – 14.8MHz	23.2 / 20.62 72K – 52.7MHz	31.13 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	6.0 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	129.6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	125.4 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
51K $\Omega$ / 45K $\Omega$ 785 – 15.3MHz	233.9 / 208.9 62K - 52MHz	7.56 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	2.6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	319.8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	549.8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
508K $\Omega$ / 451K $\Omega$ 785 - 15MHz	2.1K / 1.9K 65K – 31.5MHz	7.63 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	2.7 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	3.18 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	5.2 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$

Os valores presentes na tabela 1 são apenas estimativas do ruído equivalente de entrada do pré-amplificador. Pode-se constatar que para o ganho mais baixo o nível de ruído é maior, o que não constitui um factor de alarme pois o nível de sinal mínimo esperado para este ganho é também maior. O ruído equivalente de entrada será mais importante no ganho máximo, pois é este que determina a sensibilidade do pré-amplificador. Valores medidos para esta situação indicam um patamar de ruído inferior a 8.2pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$  [Vas99] (muito próximo dos valores simulados 7.3 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ).

Nas figuras 8 e 9 apresentam-se as formas da resposta em frequência do ruído de saída, na situação de ganho máximo, onde se pode observar uma sobrelevação para alta frequência. Este fenómeno indica possíveis instabilidades do pré-amplificador. Não é de estranhar que a ocorrência de comportamentos oscilatórios nas situações de ganho mais elevado, pois são estas as que exigem maior cuidado de projecto. De facto a malha de compensação foi concebida para exercer maior influência na situação de ganho máximo [Vas99], tendo-se mesmo verificado em circuitos produzidos a necessidade de se proceder ao ajuste da

<sup>2</sup> Para maior esclarecimento quanto à média usada:

$$\bar{x} = \sqrt{\int_{f_l}^{f_h} \frac{|x|^2}{f_h - f_l} df}$$

compensação da resposta em frequência neste ganho. Nos ganhos mínimo e intermédio este fenómeno não se verificou, facto pelo qual não são aqui apresentados os resultados referentes a estas situações.

Um factor a considerar nestas figuras, é a influência do ruído *flicker* em baixa frequência. Este ruído é inversamente proporcional à frequência, daí tornar-se mais notório em baixa frequência. Contudo a sua presença pode constituir um factor de aumento do ruído presente à entrada. A forma de reduzir a sua influência é recorrer a filtros passa-alto adequados. A frequência para a qual estes filtros devem actuar é estabelecida pelo ponto em que o ruído *Flicker* se torna inferior ao patamar de ruído térmico. No caso presente esta filtragem foi feita pelos dois condensadores de desacoplamento usados à entrada do pré-amplificador, resultando numa frequência de corte inferior de cerca de 1KHz.

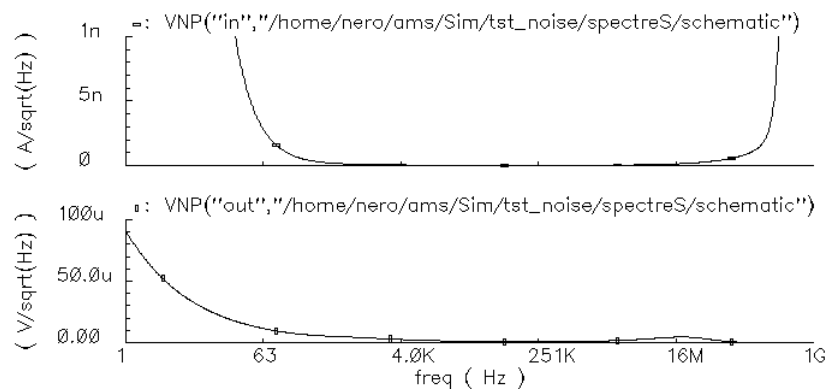


Fig. 8 Ruído de saída provocado por  $i_n$

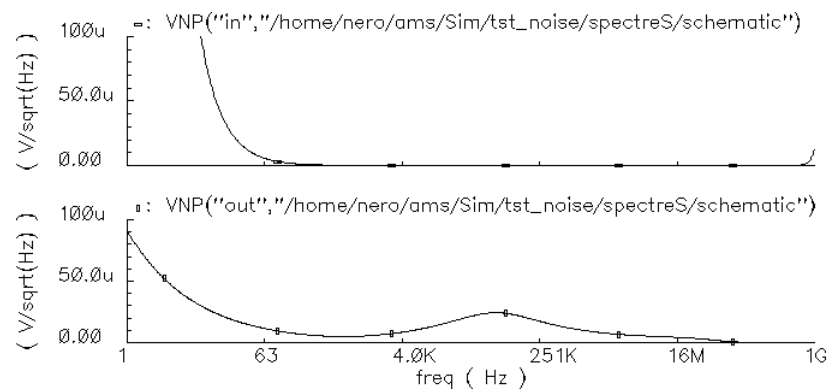


Fig. 9 Ruído de saída provocado por  $v_n$

No cálculo da sensibilidade (ou sinal mínimo detectável), usaram-se os valores do ruído de saída patentes na tabela 1, para determinar o factor de ruído. Dado que o factor de ruído pode ser especificado em função da razão entre as relações sinal ruído de entrada e saída (equação(2.9)), o valor calculado pode servir para estimar a sensibilidade do amplificador após alguma manipulação matemática [Smi86].

Para determinar o factor de ruído considerou-se como ruído de entrada, o ruído gerado no fotodetector, desprezando a componente óptica do mesmo. Considerou-se neste cálculo que a corrente média de ruído no fotodetector varia entre 2.8uA e 280uA [Tav97b], pelo que o caso analisado diz respeito apenas à situação de maior ruído (280uA).

$$\text{Ruído de entrada } N_i = 2eI_{PIN} = 8.96 \times 10^{-23} \text{ A}^2/\text{Hz}$$

Dado que este ruído pode ser considerado ruído branco, o ruído à saída por ele provocado é

$$(N_0)_i = N_i \overline{|Z_f(j\omega)|^2} = 18.184 \times 10^{-12} \text{ V}^2/\text{Hz}$$

Finalmente o ruído de saída provocado pelo amplificador, é simplesmente a soma dos ruídos provocados pela fonte de corrente equivalente e pela fonte de tensão equivalente, ou seja

$$N_a = \overline{v_{0|i_n}}^2 + \overline{v_{0|v_n}}^2 = 37.57 \times 10^{-12} \text{ V}^2/\text{Hz}$$

O factor de ruído é

$$F = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_i}{\left(\frac{S}{N}\right)_o} = \frac{(N_0)_i + N_a}{(N_0)_i} = 3.066 \text{ ou } 4.87\text{dB} \quad (2.9)$$

O sinal mínimo à saída do amplificador de transimpedância é estabelecido pelo sistema de comutação de ganho, que impede que o sinal baixe além dos 60mV, pelo que se pode usar este valor para determinar um valor mínimo da relação sinal ruído de saída. Desta forma o valor mínimo de corrente de entrada é estimado na seguinte equação



$$i_{\min} = \sqrt{N_{i_{\max}} F \left( \frac{S_{\min}}{N_{\max}} \right)}_{0_{\min}} = 233.2 nA \quad (2.10)$$

### 2.2.1.3 Parâmetros Importantes

Como parâmetros importantes no projecto do amplificador de transimpedância podem-se salientar os seguintes:

- Sensibilidade do amplificador – a sensibilidade especificada para um amplificador define o nível máximo admissível de ruído equivalente de entrada do mesmo. A sensibilidade é definida como o mínimo sinal detectável que ainda não se confunde com o ruído. O ruído equivalente de entrada em conjunto com a sensibilidade, permitem calcular o factor de ruído do amplificador.
- Gama dinâmica – é o conjunto de valores de amplitude possíveis do sinal de entrada de um amplificador para os quais, este exhibe um comportamento linear. No caso do amplificador de transimpedância, a gama dinâmica e a sensibilidade são importantes para determinar o número de ganhos comutados necessários e o ganho máximo.
- Capacidade parasita do fotodetector – a capacidade parasita do fotodetector desempenha um papel fundamental no projecto de amplificadores ópticos. A associação desta capacidade com a impedância de entrada do amplificador limitam o valor máximo da largura de banda do amplificador. A capacidade parasita do fotodetector é também importante para a análise de ruído do amplificador.

### 2.2.2 Relação Sinal Ruído

É extremamente importante conhecer o modelo de pequeno sinal de um fotodetector quando se dimensiona um receptor óptico [Gra96, Ale97]. O modelo de pequeno sinal do fotodetector fornece as informações necessárias sobre os elementos determinantes para a resposta do sistema, como por exemplo a fonte de corrente que modela todo o mecanismo de conversão de potência óptica em corrente eléctrica, ou mesmo a capacidade parasita do fotodetector. Tenta-se aqui de uma forma breve descrever alguns dos mecanismos envolvidos neste processo de conversão de energia óptica em eléctrica e analisar também

os mecanismos associados que geram o ruído presente na fotodetecção. O intuito desta exposição é apenas o de chegar a uma expressão que traduza a relação sinal ruído do fotodetector quando se usa um esquema de detecção directa.

### 2.2.2.1. Mecanismos de Absorção de Fótons em Fotodetectores

A conversão da potência óptica incidente no fotodetector em energia eléctrica é feita por mecanismos de absorção de fótons. Há três mecanismos de absorção de fótons distintos: a absorção intrínseca entre bandas, a absorção de portadores livres e a absorção de impurezas [Ale97]. A absorção intrínseca entre bandas é o mecanismo dominante de fotoconversão. Este tipo de absorção fotónica ocorre quando um fóton incidente tem energia  $h\nu$  superior à energia de separação entre bandas e consegue excitar um electrão da banda de valência para a banda de condução. O potencial aplicado ao semiconductor força o par electrão-lacuna assim gerado para fora do mesmo, resultando num fluxo de corrente normalmente conhecida por fotocorrente. Os outros mecanismos de absorção são semelhantes entre si e resultam de um aquecimento do material semiconductor. O fóton incidente não possui energia suficiente para passar electrões da banda de valência para a banda de condução, mas possui energia para gerar pares electrão-lacuna na banda de condução (absorção de portadores livres), ou excitar impurezas para a mesma (absorção de impurezas). A figura 10 mostra estes três mecanismos de absorção.

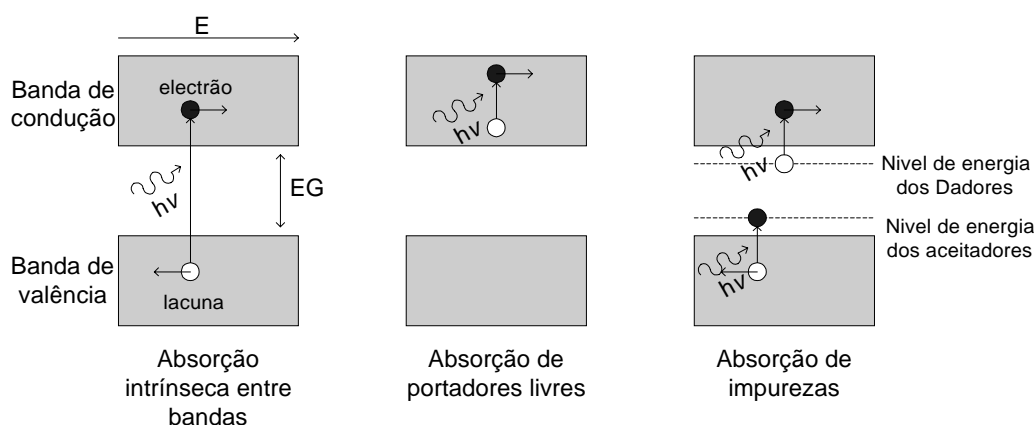


Fig. 10 Mecanismos de absorção de fótons

#### 2.2.2.2 Tipos de Fotodetectores

Há vários tipos de fotodetectores [Ale97], que se distinguem entre eles quanto à sensibilidade, constituição e comprimentos de onda a que são sensíveis. Assim pode-se classifica-los como:

- Fotocondutores – são constituídos por materiais fotosensíveis como por exemplo, os compostos InGaAsP sensíveis a comprimentos de onda da ordem dos 1300nm, ou InGaAs usado para comprimentos de onda entre 1310nm e 1550nm.
- Fotodíodos – são genericamente constituídos por uma junção PN com dopagens assimétricas onde o número de dadores é superior ao número de aceitadores; empregam semicondutores típicos (Si, Ge e GaAs). A operação como fotodetector é feita mantendo a junção inversamente polarizada. Podem detectar radiação óptica com comprimentos de onda entre os 500nm e os 1300nm.
- Fotodíodos Schottky – são constituídos por uma junção metal-semicondutor também conhecida por junção de Schottky. O seu principal atractivo é a baixa capacidade parasita (inferior a 100fF) que apresentam em funcionamento, possibilitando larguras de banda de 100GHz.
- Fotodíodos PIN – é mais uma variante do díodo de junção PN ao qual foi acrescentada uma camada intermédia de semicondutor intrínseco. Opera de forma semelhante ao fotodíodo de junção PN com a diferença de possuir uma eficiência quântica<sup>3</sup> superior, contudo não atingem larguras de banda tão elevadas (tipicamente exibem uma eficiência quântica superior a 0.7 até 30GHz).
- APD's (fotodíodo de avalanche) – ao contrário dos tradicionais fotodíodos, os APD's podem gerar vários pares electrão-lacuna na absorção de um único fóton. Este “ganho” interno torna-os atractivos na construção de alguns receptores ópticos de grande sensibilidade.

---

<sup>3</sup> A eficiência quântica mede a percentagem de sucesso da conversão fótons em fotoportadores e é dada por:  
 $\eta = (\text{n}^\circ \text{ de portadores gerados}) / (\text{n}^\circ \text{ de fótons incidentes})$

Os fotodetectores empregues no receptor sectorizado aqui descrito são fotodíodos PIN, em parte por ser um dispositivo de baixo custo e porque a aplicação em causa não exige grandes larguras de banda, tornando o fotodíodo PIN um candidato ideal.

#### 2.2.2.4 Modelo de Pequeno Sinal num Fotodetector PIN

Um fotodíodo PIN é constituído por três camadas de semicondutor, uma camada tipo P, uma camada de semicondutor intrínseco e uma camada tipo N [Ale97]. A camada intermédia é por vezes ligeiramente dopada com impurezas do tipo P com o propósito de melhorar as características do fotodíodo. Os fotodíodos (PIN incluídos) operam normalmente com polarização inversa, embora possam ser usados em configurações diferentes (como por exemplo em curto circuito ou em circuito aberto denominando-se neste caso a operação de fotovoltáica). A figura 11 mostra a característica de um fotodíodo onde se pode ver a influência da luz incidente na corrente de condução. Pode-se observar que esta influência é mais notória na polarização inversa. Um factor importante a notar na figura 11, é a existência de uma corrente de fugas (semelhante à corrente de fugas num díodo convencional) que atravessa o fotodíodo mesmo na ausência de iluminação, sendo por isso conhecida por *dark current*. A zona inversa da característica tem o aspecto semelhante a uma fonte de corrente ideal (retirando a parte do *breakdown*), sugerindo a representação por uma fonte de corrente ideal controlada pela potência óptica incidente e uma resistência paralela de muito alto valor (a avaliar pelo declive quase nulo das curvas na zona inversa). A adicionar a estes dois elementos tem-se uma fonte de corrente fixa de valor igual à amplitude da *dark current*. Outro elemento determinante a considerar no modelo equivalente do fotodíodo é a capacidade da junção. Dois factores contribuem para a amplitude desta capacidade num fotodíodo PIN: i) o comprimento da camada intermédia (camada intrínseca), que quanto maior for maior será a separação das duas regiões de carga espacial (ânodo e cátodo) e consequentemente menor a capacidade do fotodíodo; ii) a amplitude da polarização inversa aplicada ao fotodíodo, esta tensão inversa contribui para

o aumento da zona de deplecção, ou seja para o aumento da separação das duas regiões de carga e mais uma vez quanto maior esta separação menor a capacidade do fotodíodo.<sup>4</sup>

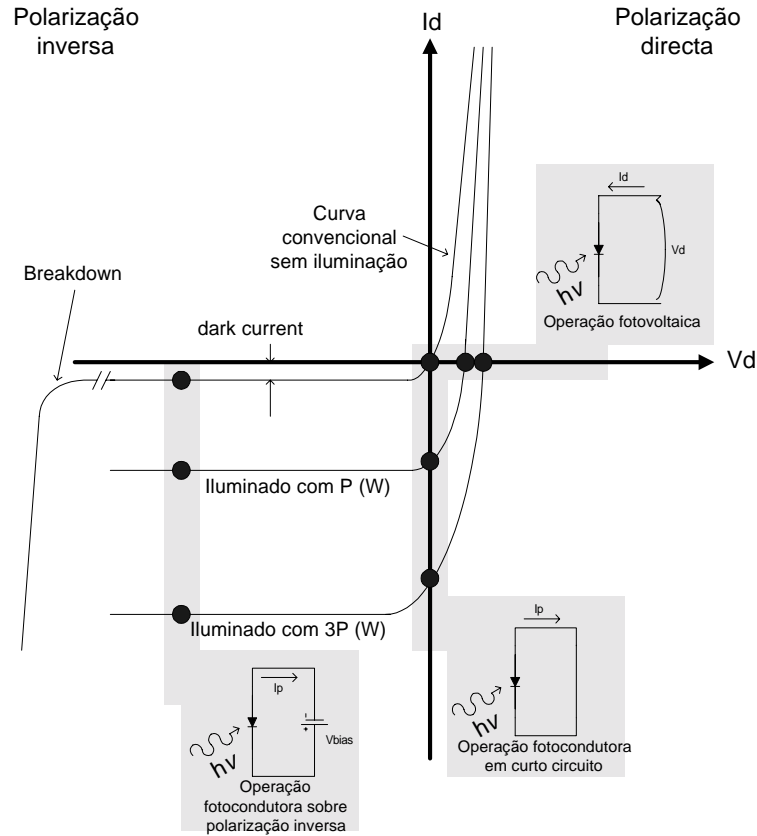


Fig. 11 Regiões de funcionamento de um fotodíodo

O modelo equivalente simplificado encontra-se representado na figura 12. Foi com base neste modelo que o receptor óptico e o medidor de relação sinal ruído foram projectados. Neste modelo os vários componentes representam as características principais do fotodíodo, assim:  $I_p$  representa a fotocorrente gerada,  $I_d$  representa a *dark current*,  $R_j$  e  $C_j$

<sup>4</sup>Note-se que a capacidade de um condensador de placas paralelas é proporcional à área das placas e inversamente proporcional à distância entre elas, sendo a constante de proporcionalidade a permissividade do dielétrico.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{l}$$

representam a resistência e capacidade da junção,  $R_s$  representa as perdas óhmicas nos contactos e  $R_L$  representa uma resistência de carga exterior.

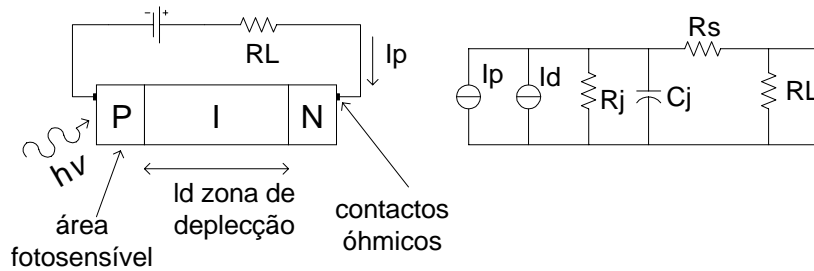


Fig. 12 Modelo equivalente do PIN

Para aplicações que exijam mais rigor de simulação é usual considerar a resistência série devido aos contactos óhmicos com o semiconductor e mesmo o modelo equivalente da caixa onde se encontra o dispositivo encapsulado (tendo em conta as capacidades paralelas dos *pad's* e dos pinos exteriores, a indutância de *bonding* e perdas óhmicas).

Para uma melhor compreensão dos mecanismos envolvidos na conversão de potência óptica em corrente eléctrica, faz-se aqui uma breve descrição matemática da corrente  $I_p$ , conhecida por fotocorrente. A fotocorrente pode ser expressa pela equação (2.11).

$$i_p(t) = R p_o(t) * h_d(t) \quad (A) \quad (2.11)$$

Sendo  $R$  a responsividade<sup>5</sup> do fotodetector,  $p_o(t)$  a potência óptica incidente e  $h_d(t)$  a resposta em frequência do fotodetector (o símbolo  $*$  denota uma convolução). A potência óptica incidente no fotodetector depende da área fotosensível do mesmo e da intensidade do campo óptico incidente. Assim expressando o luz incidente pelo seu campo eléctrico associado tem-se:

$$\vec{E}(\vec{p}, t) = E(\vec{p}, t) \cos(2\pi \nu t) \quad (V/m) \quad (2.12)$$

<sup>5</sup> A responsividade de um fotodetector é dada por  $R = \frac{\eta q}{h\nu}$ , sendo  $\eta$  a eficiência quântica,  $q$  a carga de um electrão, e  $h\nu$  a energia do fóton incidente.

sendo o vector  $\vec{p}$  indicador do ponto de observação e  $\nu$  a frequência da onda de luz (no vazio é dada por  $c/\lambda$  sendo  $c$  a velocidade da luz e  $\lambda$  o comprimento de onda).

A intensidade do campo é dada por:

$$\bar{I}(\vec{p}, t) = \frac{1}{Z_0} \left| \vec{E}(\vec{p}, t) \right|^2 \quad (W/m^2) \quad (2.13)$$

Finalmente a potência incidente pode ser calculada integrando a função intensidade de campo na área do fotodetector. Logo:

$$p_o(t) = \int_A \bar{I}(\vec{p}, t) d\vec{A} \quad (W) \quad (2.14)$$

É usual admitir valores médios para a intensidade do campo incidente, tornando o processo do cálculo da potência óptica incidente mais simples, bastando para tal multiplicar a intensidade média pela área do fotodetector.

#### 2.2.2.4 Modelo de Ruído num Fotodetector PIN

O processo de detecção óptica é um processo inerentemente estatístico. No caso da luz ser coerente ou aproximadamente coerente a fotocorrente é essencialmente um processo de *Poisson*. Para prever o desempenho de um receptor óptico é necessário conhecer as estatísticas da corrente gerada no fotodetector. Em particular interessa conhecer a média e variância da fotocorrente. A média, porque representa o sinal que contem a informação a recuperar e a variância, por representar a potência de ruído contida no sinal detectado. De uma forma geral pode-se admitir que:

$$i_p(t) = i_{DC} + i_n(t) \quad (A) \quad (2.15)$$

A corrente instantânea que atravessa o fotodetector é dada por uma componente média  $i_{DC}$  e uma componente de ruído  $i_n$  a saber.

A corrente de ruído presente nos fotodetectores de junção (caso do PIN) é denominada *shot noise*. Este tipo de ruído é característico de todo o tipo de dispositivos de semicondutor. No

caso dos fotodíodos o *shot noise* pode ter duas origens diferentes: i) uma origem eléctrica, se surge como pulsos aleatórios que se somam ao sinal; ii) devido à natureza quântica da luz, sendo neste caso conhecido por *quantum shot noise*. Para determinar o impacto do shot noise no sinal detectado é necessário calcular as componentes de sinal  $i_s(t)$  e ruído  $i_n(t)$ . Estas são definidas de uma forma geral pelas equações (2.16)

$$\begin{aligned} i_s(t) &= \overline{i(t)} = \frac{\eta q}{h\nu} p_o \int_{-\infty}^t h_d(\tau) d\tau \quad (A) \\ i_n(t) &= \text{var}\{i(t)\} = \frac{\eta q}{h\nu} p_o \int_{-\infty}^t h_d^2(\tau) d\tau \quad (A^2) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Admite-se aqui que o fotodetector é iluminado com potência  $p_o$  constante. A densidade espectral do *quantum shot noise* é determinada calculando a autocorrelação do ruído e tirando de seguida a transformada de Fourier, sendo dada por:

$$i_n^2(f) = 2qi_{DC} \quad (A^2/Hz) \quad (2.17)$$

e o ruído total na banda,

$$I_n^2 = 2qi_{DC}B \quad (A^2) \quad (2.18)$$

em que  $B$  é a largura de banda do sistema. O *shot noise* aparece associado à corrente média que atravessa o fotodetector, como esta corrente depende fortemente da iluminação ambiente, resulta que ruído é tanto mais prejudicial quanto maior for a exposição do fotodetector.

Há contudo outros mecanismos que geram ruído que devem ser tomados em conta consoante a aplicação em causa. No caso de um fotodíodo PIN são de considerar as seguintes fontes de ruído (além do *shot noise*):

- *Dark current noise* – como foi dito a *dark current* constitui uma corrente de fugas que existe mesmo na ausência de iluminação. O *shot noise* resulta da corrente média que atravessa o fotodetector logo é legítimo admitir que as correntes de fuga produzem elas próprias *shot noise*, cuja amplitude é dada por:



$$i_{n_d}^2(f) = 2qi_d \quad (A^2/Hz) \quad (2.19)$$

sendo  $i_d$  a amplitude das correntes de fuga.

- Ruído térmico – o ruído térmico existe em todos os dispositivos que possuam componentes resistivas onde se dissipa potência. Um fotodetector possui em geral duas componentes resistivas, a resistência paralela da junção  $R_j$  e a resistência de perdas nos contactos óhmicos  $R_s$ . Pode-se associar a estas duas resistências duas fontes de ruído térmico, uma de corrente  $i_j(t)$  em paralelo com  $R_j$  e uma de tensão  $v_s(t)$  em série com  $R_s$ , cujas amplitudes são dadas em (2.20)

$$i_j^2(f) = \frac{4kT}{R_j} \quad (A^2/Hz) \quad (2.20)$$

$$v_s^2(f) = 4kTR_s \quad (V^2/Hz)$$

sendo  $k$  a constante de Boltzmann e  $T$  a temperatura em graus Kelvin.

- Ruído óptico de excesso – é o ruído que surge misturado com o sinal óptico, é importante conhecer a sua influência no receptor bem como as fontes que o originam (iluminação fluorescente, iluminação incandescente, etc...).

Nos fotocondutores considera-se ainda o ruído de recombinação, que é um processo de ruído semelhante ao do ruído *shot noise*.

O modelo equivalente para pequeno sinal de um fotodíodo PIN com fontes de ruído incluídas é apresentado na figura 13 [Ale97], sendo as amplitudes das fontes de ruído nele presentes dadas pelas equações anteriores.

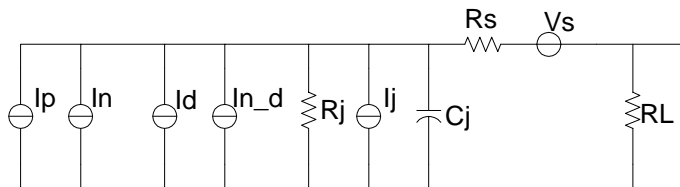


Fig. 13 Modelo equivalente do PIN com fontes de ruído

O ruído *shot noise* é na maioria das aplicações o ruído dominante, podendo-se desprezar as restantes contribuições de ruído. O ruído térmico é claramente desprezável face ao *shot*

*noise*, dada a grandeza das resistências a que aparece associado. Por outro lado a grandeza das correntes de fuga é por si só desprezável para serem levadas em conta no cálculo do ruído *shot* associado (o *shot noise* está, como se disse antes, associado à corrente média que atravessa o fotodetector).

#### 2.2.2.5 Relação Sinal Ruído com Detecção Directa Ideal

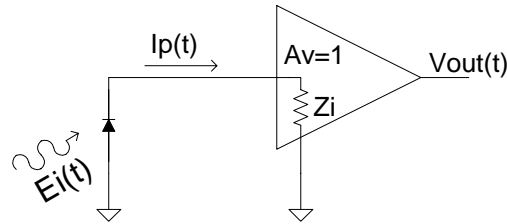


Fig. 14 Detecção directa ideal

Na detecção directa ideal toda a energia contida no campo óptico incidente  $E_i(t)$  é convertida em fotocorrente pelo fotodíodo, sendo de seguida processada electronicamente. Aqui por simplicidade admite-se que o processamento eléctrico da fotocorrente é efectuado por um amplificador de tensão com ganho unitário e sem ruído interno, apresentando ao fotodíodo uma impedância de entrada de valor  $Z_i$ , como se representa na figura 14.

Seja o campo óptico incidente dado por:

$$E_i(t) = \sqrt{2P_s Z_0} \cos(w_s t + \phi) \quad (V/m) \quad (2.21)$$

A potência média neste campo é

$$P_{med} = \frac{\left( \frac{|E_i(t)|}{\sqrt{2}} \right)^2}{Z_0} = P_s \quad (W) \quad (2.22)$$

O fotodíodo responde ao quadrado do campo como se pode constatar de (2.22) e (2.25), e gera uma fotocorrente dada por:

$$\begin{aligned} i_p(t) &= \frac{\eta q}{h\nu} \frac{|E_i(t)|^2}{Z_0} \quad (A) \\ &= \frac{\eta q}{h\nu} \frac{2P_s Z_0}{Z_0} \cos^2(w_s t + \phi) \\ &= \frac{\eta q}{h\nu} 2P_s \frac{1}{2} [1 + \cos 2(w_s t + \phi)] \end{aligned} \quad (2.23)$$

O termo sinusoidal com o dobro da frequência original é eliminado no próprio fotodetector, dado que este exhibe uma resposta em frequência do tipo passa-baixo. Consequentemente a saída é apenas um valor médio DC:

$$i_p(t) = i_{DC} = \frac{\eta q}{h\nu} P_s \quad (A) \quad (2.24)$$

A saída de um receptor de detecção directa é proporcional à potência contida no campo óptico incidente. Este tipo de receptor só responde a flutuações de potência do campo óptico. Toda a informação contida na fase, frequência e polarização é perdida.

Interessa agora determinar a relação sinal ruído do fotodíodo usando a configuração de detecção directa antes exposta. Assim admitindo que o sinal é dado pela potência eléctrica dissipada na impedância de entrada do amplificador devido à fotocorrente DC, então a potência de sinal será dada pelo produto do quadrado da fotocorrente média com a impedância de entrada do amplificador:

$$P_{sni} = i_{DC}^2 Z_i = \left( \frac{\eta q}{h\nu} P_s \right)^2 Z_i \quad (W) \quad (2.25)$$

A potência de ruído é determinada pelo *quantum shot noise* associado ao processo de detecção, sendo dada por:

$$P_{rd} = I_n^2 Z_i = 2q i_{DC} B Z_i \quad (W) \quad (2.26)$$

O *quantum shot noise* impõe um limite fundamental à relação sinal ruído e consequentemente estabelece o limite da sensibilidade do receptor óptico. A relação sinal ruído máxima atingível por receptor com detecção directa é dada por:

$$RSR_{dd} = \frac{P_{snl}}{P_{rd}} = \frac{i_{snl}^2 Z_i}{I_n^2 Z_i} = \frac{\left( \frac{\eta q}{h\nu} P_{snl} \right)^2}{2q \frac{\eta q}{h\nu} P_{snl} B} = \frac{1}{2} \frac{\eta P_{snl}}{h\nu B} \quad (2.27)$$

A equação (2.27) indica o processo de medição da relação sinal ruído. Não é necessário determinar com exactidão o valor da relação sinal ruído, basta apenas determinar uma quantidade que lhe seja proporcional. Esta quantidade pode ser obtida medindo a potência média de sinal à saída de um amplificador, de forma a não interferir com o fotodíodo e dividindo-a pela potência média de ruído, medida directamente da corrente DC no fotodíodo.

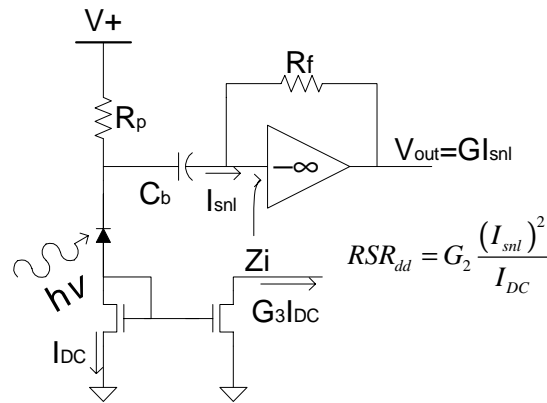


Fig. 15 Conceito para a medição de relação sinal ruído

Assume-se neste processo que o ruído gerado pelo amplificador é suficientemente baixo para não interferir com a potência média de sinal medida, caso contrário é necessário toma-lo em conta.<sup>6</sup>

Na figura 15 representa-se uma forma de medir as quantidades envolvidas no cálculo aproximado da relação sinal ruído [Tav97, Val97]. Neste caso emprega-se um amplificador de transimpedância para medir a potência de sinal sendo o seu ganho  $G \Omega$ . A medição da

<sup>6</sup> Na realidade o que se está a assumir é que as relações sinal ruído de entrada e de saída do amplificador são muito próximas, ou seja o factor de ruído é aproximadamente 1 (caso ideal).

corrente de ruído no fotodetector é conseguida com um espelho de corrente NMOS com um ganho em corrente  $G_3$ . O condensador  $C_b$  é usado com múltiplos propósitos: i) atenuar o ruído *flicker* presente no sinal; ii) atenuar as componentes de baixa frequência do sinal por estas virem de uma forma geral corrompidas pela iluminação ambiente; iii) filtrar a componente continua do sinal, sendo esta a responsável pelo *shot noise* gerado no fotodíodo. A resistência  $R_p$  e a alimentação  $V+$  estabelecem a capacidade da junção inversamente polarizada.

#### 2.2.2.6 Abordagens ao Problema das Comutações de Ganho

Como se viu antes, a grande gama dinâmica (60dB ópticos) necessária para recuperar o sinal detectado, obrigou o uso de um amplificador de transimpedância de ganhos comutados. Isto porque era demasiado difícil projectar um amplificador de transimpedância com ganho fixo que comportasse toda a gama dinâmica, quando se dispunha de uma alimentação de 0 e 5V. Agora interessa ver as consequências das comutações de ganho no sinal de saída do amplificador e no calculo da relação sinal ruído.

O sinal de saída do amplificador de transimpedância é uniformizado em amplitude pelas comutações de ganho, isto porque as alterações de ganho vão exercer algum controlo automático de ganho sobre o sinal de entrada. Contudo, quando o ganho se mantém fixo o sinal de saída varia proporcionalmente com o sinal de entrada, desde que nunca sejam ultrapassados os limites que obrigam a comutação a actuar. De facto, este amplificador pode ser descrito de forma aproximada por uma função de transferência seccionalmente linear. Esta acção uniformizadora do sinal de entrada promove uma saída em tensão com amplitudes que podem variar entre os 60mV e 1V, qualquer que seja o ganho exibido pelo amplificador. Consegue-se assim uma compressão de gama dinâmica entre a entrada e a saída. Esta compressão de gama dinâmica não compromete a relação linear entre a entrada e saída do amplificador, mas prejudica a medição da relação sinal ruído. Para um mesmo valor de ruído nos fotodetectores, os sectores podem apresentar a mesma relação sinal ruído ainda que o nível de sinal de entrada seja muito diferente (isto se a medição da relação sinal ruído for directa como se pode ver na figura 16a), desde que os amplificadores apresentem ganhos diferentes. O problema desta abordagem está em determinar adequadamente o sector com melhor relação sinal ruído.

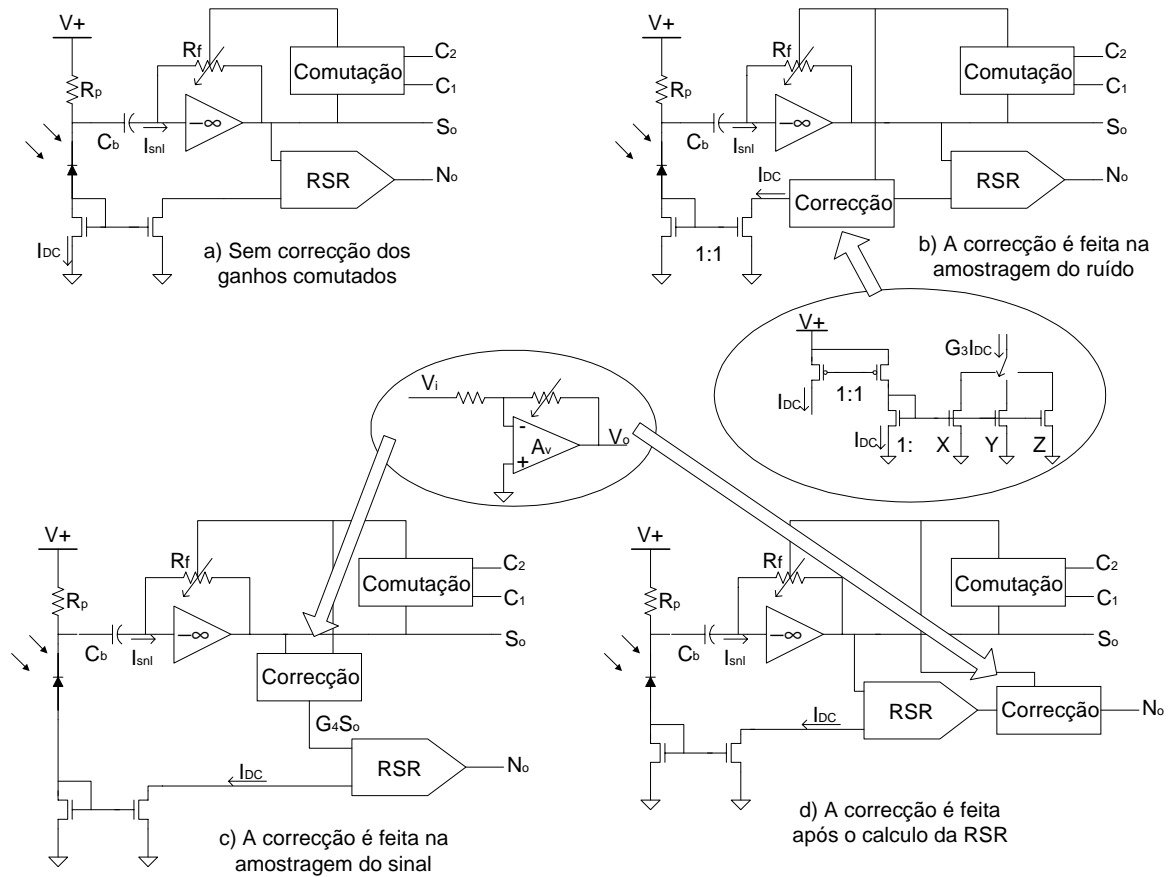


Fig. 16 Técnicas de combate ao problema dos ganhos comutados

Foram estudadas várias estratégias de correcção da relação sinal ruído de forma a evitar o erro de selecção. A figura 16 sumaria as estratégias investigadas, tendo que todas elas tem em comum um sistema de correcção de ganhos controlado pelo sistema de comutação de ganhos do amplificador.

1. No primeiro caso (figura 16b), a correcção é feita na amostragem da corrente de ruído. O que se pretende é anular o efeito da comutação de ganho. Para tal, se se admitir que os ganhos do amplificador são  $ZT_{min}$ ,  $ZT_{med}$  e  $ZT_{max}$  pode-se equacionar o problema matematicamente:

$$S_o = \begin{cases} ZT_{min} i_{snl} & \Leftarrow i_{snl} > i_{max} \\ ZT_{med} i_{snl} & \Leftarrow i_{min} \leq i_{snl} \leq i_{max} \\ ZT_{max} i_{snl} & \Leftarrow i_{snl} < i_{min} \end{cases} \quad (2.28)$$

Admite-se em (2.28) apenas as amplitudes dos sinais de forma simplificar o problema. De forma equivalente pode-se afirmar que a amostragem da corrente de ruído é dada por:

$$i_{DC}' = \begin{cases} A_1 i_{DC} \Leftarrow i_{snl} > i_{\max} \\ A_2 i_{DC} \Leftarrow i_{med} \leq i_{snl} \leq i_{\max} \\ A_3 i_{DC} \Leftarrow i_{snl} < i_{\min} \end{cases} \quad (2.29)$$

Aplicando a fórmula da relação sinal ruído tem-se:

$$N_o = G \frac{S_o^2}{i_{DC}^2} = \begin{cases} G \frac{ZT_{\min}^2 i_{snl}^2}{A_1 i_{DC}^2} \Leftarrow i_{snl} > i_{\max} \\ G \frac{ZT_{med}^2 i_{snl}^2}{A_2 i_{DC}^2} \Leftarrow i_{\min} \leq i_{snl} \leq i_{\max} \\ G \frac{ZT_{\max}^2 i_{snl}^2}{A_3 i_{DC}^2} \Leftarrow i_{snl} < i_{\min} \end{cases} \quad (2.30)$$

Da equação (2.30) pode-se constatar que, se as constantes de ganho forem iguais nos três ramos distintos, é possível anular o efeito das comutações de ganho e medir efectivamente a relação sinal ruído do fotodetector, ou seja:

$$N_o = G' \frac{i_{snl}^2}{i_{DC}^2} \quad (2.31)$$

sendo:

$$\frac{G'}{G} = \frac{ZT_{\min}^2}{A_1} = \frac{ZT_{med}^2}{A_2} = \frac{ZT_{\max}^2}{A_3} \quad (2.32)$$

Esta solução apresentou-se bastante atractiva, por ser simples de implementar bastando para tal dimensionar três espelhos de corrente com as constantes de ganho adequadas ( $A_1$ ,  $A_2$  e  $A_3$ ). No entanto tem vários problemas associados:

- A gama dinâmica de  $i_{DC}'$  aumenta, conduzindo a valores de corrente exagerados. Para o valor mínimo de  $i_{DC}$ , o valor corrigido pode atingir valores

demasiado baixos que impliquem o funcionamento dos circuitos posteriores na zona de inversão fraca, alterando o funcionamento dos primeiros.

- Para o valor máximo de  $i_{DC}$ , o valor corrigido pode atingir valores demasiado elevados que impliquem a saturação dos espelhos de corrente, conduzindo a um mau funcionamento.
- O consumo do circuito de correcção seria demasiado elevado, quando se pretende construir um receptor sectorizado com mais que dois sectores.
- A linearidade dos espelhos de corrente simples pode não ser satisfatória para a aplicação em causa, obrigando a implementar estruturas mais robustas e consequentemente com maior área de *layout*.

2. A segunda estratégia (figura 16c) consiste em fazer a correcção dos ganhos na amostragem do sinal. Neste caso o sinal usado pelo medidor de relação sinal ruído é dado por:

$$S_o' = \begin{cases} B_1 S_o \Leftarrow i_{snl} > i_{\max} \\ B_2 S_o \Leftarrow i_{\min} \leq i_{snl} \leq i_{\max} \\ B_3 S_o \Leftarrow i_{snl} < i_{\min} \end{cases} = \begin{cases} B_1 ZT_{\min} i_{snl} \Leftarrow i_{snl} > i_{\max} \\ B_2 ZT_{med} i_{snl} \Leftarrow i_{\min} \leq i_{snl} \leq i_{\max} \\ B_3 ZT_{\max} i_{snl} \Leftarrow i_{snl} < i_{\min} \end{cases} \quad (2.33)$$

Mais uma vez a relação sinal ruído será dada por (2.31) se as constantes de ganho aplicadas pelo circuito de correcção ( $B_1$ ,  $B_2$  e  $B_3$ ), forem tais que:

$$\frac{G'}{G} = (B_1 ZT_{\min})^2 = (B_2 ZT_{med})^2 = (B_3 ZT_{\max})^2 \quad (2.34)$$

A implementação desta estratégia usa um amplificador de tensão com ganhos comutados. Observando a equação (2.34) pode-se concluir que os ganhos em tensão necessários obedecem à condição  $B_1 > B_2 > B_3$ , sendo  $B_3$  necessariamente menor que um. Esta solução apresenta também alguns problemas:

- Ao tentar-se expandir a gama dinâmica de  $S_o$  obtém-se no caso ideal a mesma gama dinâmica de  $i_{snl}$ , significando com isso uma inerente perda de resolução, dado que o problema de comportar uma gama dinâmica de 60dB mantém-se. Nos casos extremos da amplitude do sinal de entrada tem-se uma perda ou por saturação do



amplificador de correcção de ganho, ou por falta de resolução para tratar amplitudes tão pequenas (inferiores a 1mV).

- Não é fácil projectar um amplificador de tensão com ganho inferior a um, especialmente por este exibir uma fraca linearidade e por ser difícil de compensar as possíveis instabilidades. Note-se que nem sempre é possível substituir um amplificador de ganho menor que um por um atenuador passivo.
  - O problema do consumo neste caso não é tão preocupante como antes, contudo a área de *layout* utilizada por um amplificador deste género pode ser demasiado elevada.
3. A terceira solução (figura 16d) aplica a correcção de ganhos à saída do medidor de relação sinal ruído. Tal como na solução da figura 16c, emprega um amplificador de tensão com ganhos comutados, ficando por esse motivo sujeita aos problemas antes assinalados.

Concluiu-se que não é aconselhável fazer a correcção dos ganhos comutados de forma dinâmica, pois o resultado seria sempre uma expansão de gamas dinâmicas, conduzindo a situações de saturação, perda de resolução e mau funcionamento dos circuitos envolvidos. A opção que restava foi a de medir a relação sinal ruído de forma directa (como na figura 16a) e basear a escolha do melhor sector na relação sinal ruído medida em conjunto com o ganho exibido pelo sector. O circuito comparador de relação sinal ruído tem desta forma alguma complexidade acrescida, pois deixa de consistir num simples comparador com histerese. Este circuito é descrito com maior pormenor na secção 2.2.3.

#### 2.2.2.7 Parâmetros Importantes

Como parâmetros importantes no projecto do medidor de relação sinal ruído podem-se salientar os seguintes:

- Responsividade do fotodíodo – A responsividade do fotodíodo é uma medida da eficiência com que o fotodíodo converte a potência óptica em corrente eléctrica. No caso presente usou-se o fotodíodo PIN BPW34FA da Siemens, que apresenta uma responsividade de 0.65A/W [Tav97b].

- Área do fotodíodo – A área do fotodíodo em conjunto com a irradiância mínima a que este deve ser sensível definem o valor mínimo de corrente que deve ser recuperado. No caso presente estimou-se a irradiância mínima em  $46.1\text{nW/cm}^2$  [Tav97b], tendo o PIN usado uma área de  $6\text{mm}^2$ . Usando 4 fotodíodos em cada sector corresponde a uma área efectiva de  $28\text{mm}^2$  e uma potência mínima de  $11.1\text{nW}$  (ou, em corrente,  $7.2\text{nA}$ ).
- Gama dinâmica do sinal de entrada – A gama dinâmica do sinal de entrada especifica os valores máximo e mínimo de amplitude da corrente de entrada. No caso presente admitiu-se uma gama dinâmica de 60dB ópticos sendo o valor mínimo de  $7.2\text{nA}$  [Tav97b].
- Gama dinâmica do ruído no fotodíodo – Esta gama dinâmica condiciona o projecto do medidor de relação sinal ruído. No caso presente estimou-se que o ruído pode variar entre  $10\mu\text{A/cm}^2$  e  $1\text{mA/cm}^2$ , devido à iluminação ambiente [Tav97b].. Admitindo que são usados na mesma 4 fotodíodos por sector (área efectiva de  $28\text{mm}^2$ ), resulta numa corrente de ruído que varia entre  $2.8\mu\text{A}$  e  $280\mu\text{A}$ , ou seja uma gama dinâmica de 40dB.

### 2.2.3 Sectorização do Tipo *Best Sector*

Escolheu-se para este receptor sectorizado experimental o método de selecção *best sector* por dois motivos:

- dado que a medição de relação sinal ruído vem afectada da comutação de ganhos no amplificador de transimpedância, é necessário implementar um esquema que discrimine efectivamente a melhor relação sinal ruído independentemente do ganho de cada sector. Tal esquema é conceptualmente mais simples de implementar de uma forma lógica do que numa forma dinâmica, como seria o caso do método *maximal ratio*.
- Como se viu em 2.2.2.6 o problema da correcção dinâmica da relação sinal ruído traduz-se essencialmente num aumento de gamas dinâmicas que seria difícil de comportar sem recorrer a esquemas de comutação de ganho, ou sem perder resolução. Resultando em todo o caso num aumento de complexidade do desenho da unidade de combinação.

Por estes motivos e tendo sempre presente o baixo consumo e área de *layout*, optou-se por fazer a correcção da relação sinal ruído num discriminador digital.

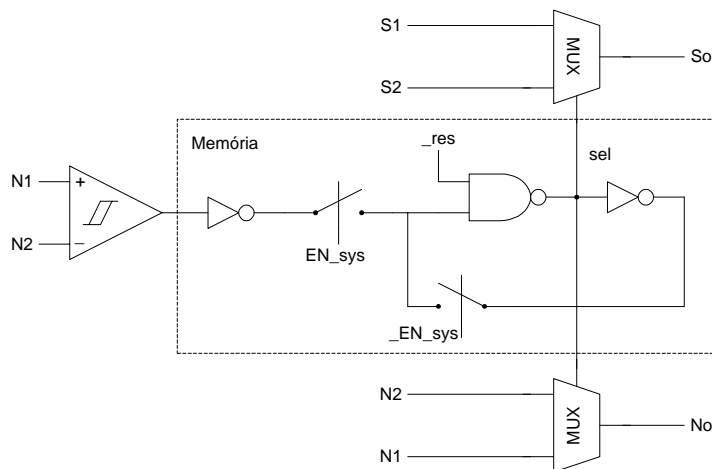


Fig. 17 Discriminador *Best Sector* simples

A figura 17 representa um discriminador *best sector* simples. Este discriminador parte do princípio que a relação sinal ruído de cada sector é obtida de forma directa e não necessita de correcção contra ganhos comutados. É relevante descrever nesta secção o funcionamento básico de um discriminador *best sector* de forma a esclarecer a necessidade de elementos adicionais num discriminador que tenha em conta o ganho dos sectores analisados.

Um discriminador *best sector* é constituído por três blocos básicos: um comparador de histerese, um multiplexador de sinais analógicos e uma unidade de memória. O comparador de histerese é responsável por comparar as relações sinal ruído de dois sectores de recepção e gerar um sinal indicador do sector com melhor relação sinal ruído. O elemento de memória permite o funcionamento do discriminador em dois modos distintos: modo de tempo real e modo de memória. No modo de tempo real, as relações sinal ruído dos sectores analisados são constantemente monitorizadas, resultando em comutações de sector se tal for o caso. No modo de memória, não há comutações de sector permitindo desta forma estabelecer um sector previamente escolhido independentemente da sua relação sinal ruído. Estes dois modos de funcionamento são controlados pelo sinal *EN\_sys* (1 selecciona o modo de tempo real, 0 selecciona o modo memória), que comuta a função da célula de memória entre *latch D* transparente e memória de um *bit*. O

multiplexador selecciona o sinal e a relação sinal ruído do sector que apresenta melhor relação sinal ruído.

### 2.2.3.1 *Conceito versus Método*

Viu-se até agora que para corrigir o efeito dos ganhos comutados de uma forma lógica, é necessário observar mais que as relações sinal ruído dos dois sectores; também é necessário ter conhecimento dos ganhos de cada sector. Foram estudadas várias estratégias que permitissem corrigir a relação sinal ruído e ao mesmo tempo que conduzissem ao mínimo *hardware* adicional possível. Numa primeira abordagem pensou-se que o discriminador deveria comparar as relações sinal ruído e o sinal de cada sector. Este método não permitia discriminar eficientemente o sector com melhor relação sinal ruído, não tirando o máximo proveito do medidor de relação sinal ruído, pois consistiria numa nova estimativa da relação sinal ruído. Uma segunda abordagem consistiu em observar que para os três ganhos distintos as relações sinal ruído se sobrepunham, sendo necessária a correcção apenas nas zonas de sobreposição. Tal esquema de correcção consistia na detecção destas sobreposições (podendo ser realizado por dois comparadores que avaliariam se a relação sinal ruído se encontrava dentro de um intervalo de sobreposição), e mais alguma lógica adicional. Este esquema falhava, pois a sobreposição de gamas de relação sinal ruído não é uma simples intersecção como se supunha, mas sim uma sobreposição total. As três gamas de relação sinal ruído existem apenas em conceito, na realidade os valores de relação sinal ruído para os três ganhos distintos sobrepõem-se na totalidade.

A figura 18 mostra o efeito da comutação de ganhos na relação sinal ruído. Para tornar o efeito mais compreensível usou-se uma escala logarítmica em que se usa como abcissa a corrente de ruído e como ordenada a relação sinal ruído correspondente. A dependência do sinal detectado é visível nas rectas paralelas de declive negativo. Se houvesse um ganho único ( $ZT_{\min}$ ) a relação sinal ruído medida ocuparia toda gama dos  $-90\text{dB}$  aos  $50\text{dB}$ . Contudo a presença de ganhos comutados divide toda esta gama em três gamas distintas que se sobrepõem na gama dos  $-90\text{dB}$  aos  $0\text{dB}$  (gama de  $ZT_{\max}$ ).

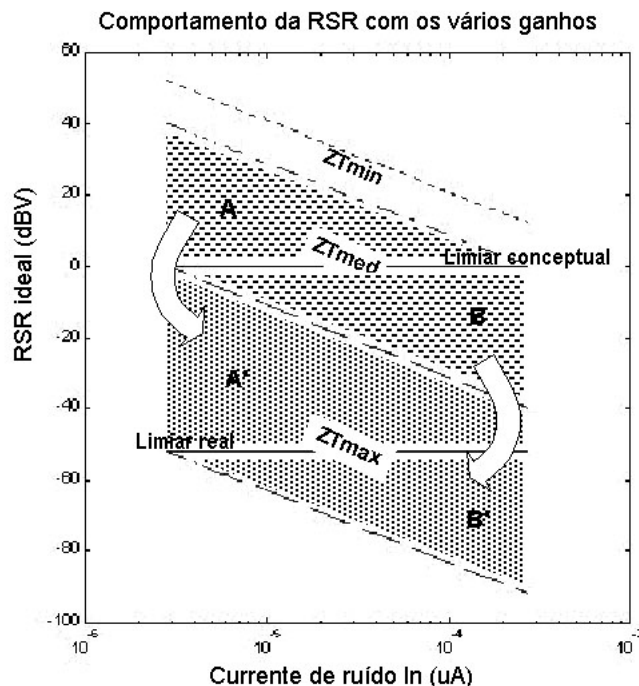


Fig. 18 Relação sinal ruído (gráfico conceptual)

Na figura 18 indica-se também o mapeamento das áreas A em  $A^*$  e B em  $B^*$ . Esta divisão das gamas de relação sinal ruído em A e B sugere o método de correcção necessário. Quando os sectores apresentam ganhos consecutivos, por exemplo  $ZT_{\max}$  e  $ZT_{\text{med}}$ , a selecção da melhor relação sinal ruído é feita tendo em conta o limiar conceptual assinalado na figura 18. O sector com ganho  $ZT_{\text{med}}$  (menor) só possui uma relação sinal ruído melhor se o seu valor for superior ao valor do limiar conceptual, pois a relação sinal ruído do sector de ganho  $ZT_{\max}$  (maior) nunca ultrapassa o valor deste limiar. Neste caso a melhor relação sinal ruído seria a do sector com ganho  $ZT_{\text{med}}$  (menor). Se por outro lado a relação sinal ruído do sector com ganho  $ZT_{\text{med}}$  (menor), for inferior ao limiar conceptual, então a escolha do sector seria feita com base no que exibir melhor relação sinal ruído. Devido ao mapeamento das gamas de relação sinal ruído provocado pela comutação de ganhos, o limiar conceptual é transformado no limiar real (também assinalado na figura 18). Entre os ganhos extremos a selecção da melhor relação sinal ruído não segue este método. Observando a figura 18 pode-se ver que a gama de valores da relação sinal ruído do sector com ganho  $ZT_{\min}$  é sempre superior ao limiar conceptual. Portanto entre dois sectores com ganhos  $ZT_{\max}$  e  $ZT_{\min}$ , o sector escolhido é sempre o sector de ganho  $ZT_{\min}$ , independentemente da relação sinal ruído. Na realidade pode ocorrer que o sector de

ganho  $ZT_{\min}$  possa exibir valores de relação sinal ruído inferiores ao limiar conceptual, pois a separação das gamas de relação sinal ruído é na realidade uma zona de sobreposição dado que o sistema de comutação de ganhos exibe histerese. No entanto admitiu-se que o ganho entre sectores apresenta sempre valores consecutivos (é perfeitamente possível que dois sectores apresentem ganhos extremos). Para resumir o algoritmo de selecção do sector com melhor relação sinal ruído consiste em:

- Entre sectores com o mesmo ganho o sector escolhido é o que apresentar a maior relação sinal ruído
- Entre sectores com ganhos consecutivos (diferentes no âmbito considerado), o sector escolhido é o sector de ganho menor se a sua relação sinal ruído for superior ao limiar real estabelecido, caso contrário é escolhido o sector com melhor relação sinal ruído.

O valor do limiar real é o valor da relação sinal ruído medida com o ganho máximo na situação em que a corrente de ruído é mínima e o sinal detectado é igualmente mínimo.

### 2.2.3.2 *Arquitectura do Sistema*

Face ao algoritmo exposto, pode-se facilmente identificar os elementos adicionais para projectar o discriminador *best sector* pretendido. São necessários dois comparadores com histerese: um para determinar a melhor das relações sinal ruído; e outro para determinar no caso dos ganhos dos dois sectores serem diferentes, se o sector de ganho menor possui uma relação sinal ruído superior ao limiar real (que será denominado SNRT). São necessários quatro multiplexadores: um para multiplexar os sinais provenientes dos dois sectores; outro para multiplexar as relações sinal ruído respectivas; e dois para multiplexar a informação referente ao ganho de cada sector. É necessária uma unidade de controlo que processará os sinais dos dois comparadores em conjunto com a informação sobre os ganhos dos mesmos e discrimina o sector com melhor relação sinal ruído, e a unidade de memória antes descrita. O diagrama de blocos deste sistema encontra-se representado na figura 19.

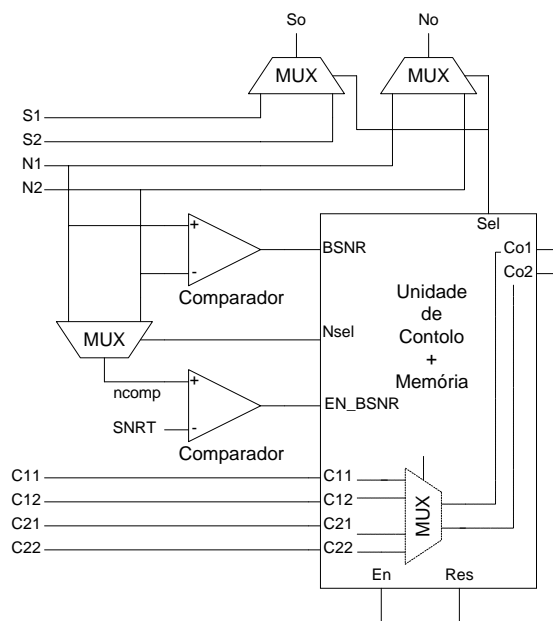


Fig. 19 Unidade de sectorização do tipo *Best Sector*

Para uma melhor compreensão do que se vai expor adiante convém definir o significado dos sinais presentes no digrama da figura 19:

- BSNR – é o sinal que identifica a melhor das relações sinal ruído presentes nos sectores analisados.
- EN\_BSNR – é o sinal que indica se a relação sinal ruído do sector com menor ganho é superior ou inferior ao limiar SNRT.
- Nsel – é o sinal que selecciona a relação sinal ruído do sector com menor ganho (1 para N1 e 0 para N2).
- Sel – é o sinal que selecciona qual o sinal e relação sinal ruído escolhidos, bem como a informação adicional sobre os ganhos do sector escolhido (1 para o sector 1 e 0 para sector 2).
- En – é o sinal de selecção do modo de funcionamento do discriminador, são suportados dois modos de funcionamento: i) Latch transparente em que a escolha do melhor sector é constantemente avaliada; ii) e memória em que um sector previamente escolhido é mantido independentemente da escolha da melhor relação sinal ruído.
- Res – este sinal executa a operação de *reset* da célula de memória.

- As seguintes equações especificam como foram implementadas as funções Sel e Nsel:

$$N_{sel} = \overline{C11} \wedge C22 \quad (2.36)$$

---

54



A figura 20 ilustra como se implementam as funções básicas *and* e *or* usando lógica de *pass transistor*. Na figura 20 a) ilustra-se a implementação da função  $Y = A \wedge \bar{B} \wedge C \wedge D$ , sendo D fornecido ao caminho directo para a saída e as restantes entradas comutam o abrir e fechar das portas de transmissão respectivas. O transístor em paralelo com a saída força o nível lógico 0, quando alguma das portas de transmissão se encontra aberta, e tem uma resistência suficientemente elevada para não afectar significativamente o nível lógico 1 (pelo menos duas ordens de grandeza acima da resistência do percurso entre entrada e saída com todas as portas de transmissão fechadas). Na figura 20 b) representa-se a função  $Y = (A \wedge B \wedge D) \vee (\bar{C} \wedge E)$ , onde com a saída é mais uma vez colocado o transístor em paralelo para forçar o nível lógico 0. Os multiplexadores são também implementados com portas de transmissão de baixa resistência activa, dado que devem seleccionar sinais analógicos.

### 2.2.3.3 Parâmetros Importantes

Como parâmetros importantes no projecto do discriminador *best sector* podem-se salientar os seguintes:

- Histerese dos comparadores – A histerese dos comparadores é um parâmetro importante para o funcionamento do discriminador, pois estabelece uma banda morta na qual os comparadores não comutam de estado. Esta banda morta é necessária dado que o sinal proveniente do medidor de relação sinal ruído pode exhibir flutuações de nível à frequência do sinal detectado, isto porque a filtragem não é ideal. Estas flutuações seriam suficientes para fazer um comparador normal comutar de estado. A histerese foi ajustada para cerca de 100mV (visto ser esta a amplitude máxima das flutuações de nível).
- Número de ganhos comutados – O número de ganhos comutados condiciona todo o desenho do discriminador, dado que o método de correcção da relação sinal ruído se baseia fundamentalmente no conhecimento do ganho exibido pelo sector. Importante também é o valor dos ganhos utilizados, pois permite avaliar numericamente as gamas de relação sinal ruído.

- Número de sectores do receptor – O número de sectores do receptor ajuda a estimar o consumo e área do circuito final; como se viu antes, o consumo da unidade de selecção foi um parâmetro importante na escolha dos circuitos a utilizar, (nomeadamente foi o factor que determinou o uso de lógica *pass transistor*).
- Limiar SNRT – Este limiar fundamenta todo o mecanismo de selecção da melhor relação sinal ruído. O seu valor deve ser determinado e ajustado no circuito final, pois qualquer variação da sua grandeza pode prejudicar a resolução do discriminador. A forma óptima de o estabelecer seria conceber um circuito que o medisse internamente.

### 3 ARQUITECTURAS PARA CIRCUITOS DE MEDIÇÃO DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO

Neste capítulo discutem-se as estratégias estudadas para o projecto do circuito de medição de relação sinal ruído. Como se demonstrou na secção 2.2.2.5 a relação sinal ruído de um receptor óptico com detecção directa é proporcional ao quadrado do sinal e inversamente proporcional à corrente de ruído que atravessa o fotodetector. Um circuito capaz de estimar a relação sinal ruído terá que empregar circuitos capazes de executar multiplicação e divisão de sinais no domínio analógico. O projecto de uma unidade de medição de relação sinal ruído teve como base a investigação de circuitos que exibissem estas propriedades. Dentro das estratégias investigadas podem-se distinguir três categorias diferentes de circuitos: i) os circuitos de processamento de sinal em corrente, onde se apresentam duas subcategorias, o desenho de funções com malhas translineares, e com *current conveyors*. ii) Os amplificadores logarítmicos e anti-logarítmicos, iii) e as topologias com realimentação não linear, cujo elemento não linear de básico é o multiplicador. Foram ainda explorados alguns circuitos divisores, dos quais se apresenta o caso mais relevante.

#### 3.1 CIRCUITOS DE PROCESSAMENTO DE SINAL EM CORRENTE

O estudo de circuitos de processamento de sinal em corrente tem-se mostrado de interesse crescente nos últimos anos. A principal característica deste tipo de circuitos é o facto de exibirem variações de tensão muito pequenas, tornando-os atraentes para situações em que o consumo de potência e a largura de banda são parâmetros importantes. Outras propriedades que favorecem o uso deste tipo de circuitos neste âmbito são: i) a grande flexibilidade de implementação de funções matemáticas não lineares tirando partido da lei quadrática dos transístores MOS, ii) a redução da sensibilidade às variações térmicas, iii) a imunidade ao ruído, iv) o fácil cancelamento de efeitos secundários nos transístores, v) a precisão com que se consegue obter as funções implementadas.

##### 3.1.1 Malhas Translineares

O princípio translinear foi originalmente introduzido por Barrie Gilbert em 1975. Na altura, a formulação deste princípio aplicava-se apenas a tecnologias bipolares, tendo-se

demonstrado com sucesso a sua aplicabilidade à síntese de funções matemáticas não lineares no domínio analógico. A grande aceitação deste princípio teve como principais catalisadores o facto de possibilitar a implementação precisa de funções, utilizando circuitos simples e práticos e a resolução de grande parte dos problemas relacionados com variações de temperatura e processo de fabrico.

Nas últimas décadas têm sido feitos esforços para estender este princípio aos transístores MOS [Wie93]. O ponto de partida do princípio translinear baseia-se na propriedade fundamental dos transístores bipolares, nomeadamente a dependência linear da sua transcondutância na corrente de colector (3.1)

$$g = \frac{\partial I}{\partial V} = aI \quad (3.1)$$

Integrando a equação (3.1) obtém-se a lei exponencial característica dos transístores bipolares,

$$I = be^{aV} \quad (3.2)$$

O mesmo princípio pode ser encontrado em transístores MOS alargando o conceito da dependência linear da transcondutância a outras variáveis. Admitindo assim, que a transcondutância é linear com uma tensão em vez de uma corrente,

$$g = \frac{\partial I}{\partial V} = AV \quad (3.3)$$

integrando (3.3) obtém-se uma corrente com uma dependência quadrática na tensão, similar à lei quadrática de um transistor MOS a funcionar sob o regime de inversão forte e saturado (para maior esclarecimento consultar o apêndice 8.2.1)

$$I = \frac{A}{2}V^2 + B \quad (3.4)$$

A definição geral de circuitos translineares proposta por Remco J. Wiegink [Wie93] resume-se ao seguinte conceito:

*“Circuitos Translineares são circuitos em que a função principal resulta da proporcionalidade existente entre a transcondutância e uma variável eléctrica (tensão ou corrente) em certos dispositivos electrónicos. Estes mesmos elementos quando dispostos numa malha, com as entradas e saídas em corrente, possibilitam a implementação de transformações algébricas exactas, insensíveis à temperatura.”*

Uma característica que distingue as malhas translineares CMOS das suas congéneres bipolares é o facto de possuírem gamas dinâmicas mais reduzidas. Nos transístores bipolares a lei exponencial é perfeitamente adquirida numa grande gama de correntes. O mesmo não se verifica nos transístores MOS: a lei quadrática dos transístores MOS é válida apenas na inversão forte sob a condição do transístor estar saturado, sendo limitada nos extremos pela inversão fraca e pela redução da mobilidade. Uma descrição sucinta do modelo de funcionamento de transístores MOS e os efeitos secundários associados pode ser encontrada no apêndice 8.2.

### 3.1.1.1 Formulação do Princípio Translinear em Tecnologias CMOS

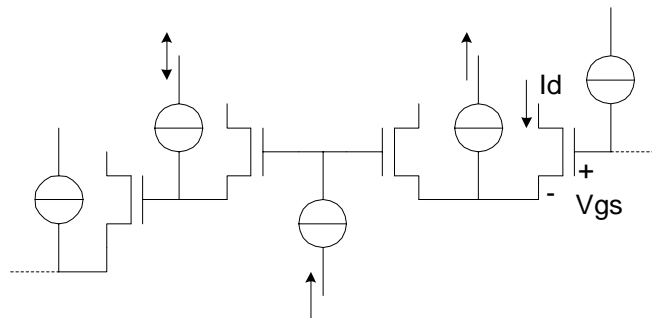


Fig. 21 Malha translinear conceptual

Considere-se uma malha de transístores MOS como a representada na figura 21. Nesta malha as tensões  $V_{gs}$ , dos transístores aparecem combinadas em série. Impondo a condição necessária de o número de transístores ligados no sentido directo da tensão  $V_{gs}$  ser igual ao número de transístores ligados no sentido inverso das tensões  $V_{gs}$ , resulta que o número de transístores da malha deve ser par. As fontes de corrente mostradas representam sinais ou polarizações. Admite-se que os drenos dos transístores são ligados de forma a garantir o funcionamento na zona de saturação em todos os transístores [Wie93, San94].

Para iniciar a formulação do princípio translinear admite-se ainda que os transístores presentes na malha são todos tipo N (igual formulação poderia ser feita com transístores tipo P). Aplicando a lei das malhas de Kirchhoff, obtém-se:

$$\sum_{sd} V_{gs} = \sum_{si} V_{gs} \quad (3.5)$$

onde os subscritos  $sd$  e  $si$  indicam os dispositivos ligados no sentido directo e no sentido inverso respectivamente. Usando a lei quadrática do transístor MOS na saturação (equação (8.3) do apêndice 8), e resolvendo em ordem a  $V_{gs}$  tem-se:

$$V_{gs} = V_T + \sqrt{\frac{I_d}{k}} \quad (3.6)$$

sendo  $k = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L}$ . Substituindo a equação (3.6) na equação (3.5) resulta em:

$$\sum_{sd} \left( V_T + \sqrt{\frac{I_d}{k}} \right) = \sum_{si} \left( V_T + \sqrt{\frac{I_d}{k}} \right) \quad (3.7)$$

Dado que existem em número igual de transístores nos sentidos directo e inverso, o número de termos  $V_T$  em ambos os lados de (3.7) é igual. Assumindo que os transístores se encontram perfeitamente emparelhados e que o efeito do corpo sobre a tensão limiar ( $V_T$ ), pode ser negligenciado, os termos  $V_T$  da equação (3.7) cancelam-se. Os parâmetros  $\mu$  e  $C_{ox}$  desaparecem igualmente de (3.7), resultando:

$$\sum_{sd} \sqrt{\frac{I_d}{W/L}} = \sum_{si} \sqrt{\frac{I_d}{W/L}} \quad (3.8)$$

A relação algébrica expressa em (3.8) traduz o princípio translinear aplicado a transístores MOS. Esta relação é independente da temperatura e do processamento.

Uma generalização deste princípio pode ser feita incluindo transístores MOS do tipo P na malha genérica e admitindo o caso geral em que as tensões limiar dos transístores não se cancelam. Neste caso tem-se:

$$\sum_{sd, tipo N} \sqrt{\frac{I_d}{k_n}} + \sum_{sd, tipo P} \sqrt{\frac{I_d}{k_p}} + V_{T, ef} = \sum_{si, tipo N} \sqrt{\frac{I_d}{k_n}} + \sum_{si, tipo P} \sqrt{\frac{I_d}{k_p}} \quad (3.9)$$

em que a tensão limiar eficaz é dada pela soma das tensões limiares individuais para ambos os tipos de transístores:

$$V_{T, ef} = \sum_{sd} V_{Tn} + \sum_{sd} V_{Tp} - \sum_{si} V_{Tn} - \sum_{si} V_{Tp} \quad (3.10)$$

Esta tensão limiar eficaz é sempre um múltiplo da diferença entre as tensões limiar de ambos os tipos de transístor ( $V_{Tn}-V_{Tp}$ ), dado que se assume para ambos os tipos de transístor um número de elementos igual nos sentidos directo e inverso.

### 3.1.1.2 Efeitos Secundários

Nesta secção explora-se a influência dos efeitos secundários que podem afectar a lei quadrática, sobre a formulação do princípio translinear. Os efeitos considerados aqui incluem: o efeito do corpo, a redução da mobilidade, a modulação da largura do canal, os defeitos de processamento, a presença de elementos parasita, o ruído, a temperatura e o funcionamento na inversão fraca. Uma explicação mais detalhada sobre estes efeitos no modelo do transístor pode ser visto no apêndice 8.2.

#### 3.1.1.2.1 Efeito do Corpo

O efeito de corpo caracteriza a influência da tensão entre a fonte e o substrato sobre a corrente de dreno. Esta influência pode ser vista como uma modulação da tensão limiar  $V_T$ , sendo caracterizada pela equação (8.4) no apêndice 8.2. Para simplificar a análise pode-se admitir que esta equação se pode simplificar a uma recta para um dado valor de  $V_{sb}$ , resultando a seguinte aproximação:

$$V_T = V_{T0}' + (A-1)V_{sb} \quad (3.11)$$

sendo  $V_{T0}'$  a tensão limiar extrapolada para  $V_{sb}=0$  e  $A-1$  o declive da recta resultante. Substituindo a equação (3.11) na equação de  $I_d$  e resolvendo em ordem a  $V_{gs}$  obtém-se:

$$I_d = \frac{k}{A} \left( V_{gs}' - V_{T0}' - (A-1)V_{sb} \right)^2 \quad (3.12)$$

Nestas condições aplicando o princípio translinear traduzido pela equação (3.9), sem fazer distinção entre os tipos de transístores da malha e admitindo que as tensões limiar se cancelam, resulta:

$$\sum_{sd} \left\{ V_{T0}' + (A-1)V_{sb} + \sqrt{\frac{I_d A}{k}} \right\} = \sum_{si} \left\{ V_{T0}' + (A-1)V_{sb} + \sqrt{\frac{I_d A}{k}} \right\} \quad (3.13)$$

Pelo que se pode concluir que o princípio translinear pode ser bastante afectado pelo efeito do corpo se não forem tomadas as devidas precauções. Há vários métodos para minorar este efeito, nomeadamente pode-se:

- Usar transístores com substratos individuais (se a tecnologia assim o permitir) ligando o terminal de fonte ao substrato em cada transístor. Desta forma aumentam-se as capacidades parasitas associadas limitando a largura de banda dos circuitos.
- Quebrar a malha translinear e ligar as fontes de todos os transístores à mesma tensão. Com a ajuda de alguns circuitos adicionais seria possível forçar as tensões  $V_{gs}$  aos valores que teriam se a malha não tivesse sido quebrada, esta técnica será abordada com maior detalhe na secção 3.1.1.3.
- Usar topologias *up-down* da malha translinear. Neste caso a fonte de cada transístor disposto no sentido directo encontra-se ligada à fonte de um outro transístor disposto no sentido inverso. Desta estratégia resulta que para cada par de transístores com as fontes ligadas os termos  $(V_{T0}' + (A-1)V_{sb})$  cancelam-se e a equação (3.13) reduz-se a:

$$\sum_{sd} \sqrt{\frac{I_d A}{k}} = \sum_{si} \sqrt{\frac{I_d A}{k}} \quad (3.14)$$

indicando que algum do erro associado à constante  $A$  permanece, não constituindo no entanto um problema grave. Este erro pode ainda ser minorado se se operar a malha translinear à máxima tensão possível entre fonte e substrato, pois nesta situação as diferenças do parâmetro  $A$  nos vários transístores são negligenciáveis.



### 3.1.1.2.2 Redução da Mobilidade

Para grandes tensões entre porta e fonte ( $V_{gs}$ ), o campo eléctrico através do óxido da porta pode tornar-se muito intenso, causando que os portadores de carga sejam atraídos para a zona periférica do canal entre o óxido e o silício, resultando numa diminuição da mobilidade dos mesmos. Este efeito de redução da mobilidade efectiva afecta a corrente de  $I_d$  da forma expressa por (8.14). Admitindo que o efeito de  $V_{sb}$  é negligenciável sobre o controlo do fluxo de cargas no canal (teoricamente esta tensão também afecta a redução de mobilidade pois pode-se encarar o terminal do substrato como uma segunda porta), pode-se escrever:

$$I_d = \frac{k}{(1 + \theta(V_{gs} - V_T))} (V_{gs} - V_T)^2 \quad (3.15)$$

sendo  $\theta$  o parâmetro que caracteriza a redução de mobilidade, a sua natureza é dependente da tecnologia e pode tomar valores entre  $0.01$  a  $0.2V^{-1}$ .

Incorporando a redução de mobilidade no princípio translinear tal como se fez na secção anterior resulta:

$$\sum_{sd} \sqrt{\frac{I_d (1 + \theta(V_{gs} - V_T))}{k}} = \sum_{si} \sqrt{\frac{I_d (1 + \theta(V_{gs} - V_T))}{k}} \quad (3.16)$$

Desta equação depreende-se que o efeito de redução de mobilidade pode ser minorado através:

- do uso de tensões  $V_{gs}$  pequenas,
- ou, mantendo as tensões  $V_{gs}$  dos transístores da malha muito próximas umas das outras.

No último caso o efeito de redução de mobilidade torna-se muito próximo em todos os transístores, conduzindo a uma auto-compensação.

### 3.1.1.2.3 Modulação da Largura do Canal

O efeito de modulação da largura do canal traduz a dependência da corrente  $I_d$  na tensão de dreno, e pode ser encarado como a origem do declive positivo das curvas de  $I_d$  em função de  $V_{ds}$  na zona de saturação. Uma aproximação comum pode ser expressa por (3.17). Esta aproximação é algo diferente da exposta em 8.2.5.3.

$$I_d = k(V_{gs} - V_T)^2 \left(1 + \lambda(V_{ds} - V_{ds}^{'})\right) \quad (3.17)$$

sendo  $V_{ds}^{'} = V_{gs} - V_T$  e  $\lambda$  caracteriza a modulação do canal. Este parâmetro é inversamente proporcional à largura do canal ( $L$ ) e é determinado principalmente pela tecnologia.

Incorporando o efeito de modulação do canal no princípio translinear resulta:

$$\sum_{sd} \sqrt{\frac{I_d}{k(1 + \lambda(V_{ds} - V_{ds}^{'}))}} = \sum_{si} \sqrt{\frac{I_d}{k(1 + \lambda(V_{ds} - V_{ds}^{'}))}} \quad (3.18)$$

Depreende-se facilmente que o método de diminuição da influência deste efeito consiste em usar tensões  $V_{ds}$  próximas em todos os transístores da malha.

### 3.1.1.2.4 Defeitos de Processamento

Os defeitos de processamento usuais causam normalmente: i) diferenças entre as tensões limiar dos transístores, ii) e deformações das razões comprimento largura. Já se viu antes que a existirem diferenças das tensões limiar, estas não se cancelam efectivamente, dando origem ao termo,

$$V_{T, def} = \sum_{sd} V_T - \sum_{si} V_T \quad (3.19)$$

resultando no equivalente a uma tensão de *offset* na malha. Este *offset* pode ser compensado pelo aumento ou diminuição das correntes de dreno nos transístores.

Se por outro lado os defeitos de processamento se verificam ao nível das dimensões dos transístores, facilmente se pode depreender que o efeito imediato sobre o princípio translinear é traduzido por erros de amplitude nas correntes de dreno.

De uma forma geral estes defeitos de processamento podem ser parcialmente combatidos através de cuidados adequados no desenho do *layout* dos circuitos.

#### 3.1.1.2.5 Elementos Parasita

Em geral todos os transístores MOS têm associados elementos parasitas. Estes elementos assumem a forma de resistências e capacidades parasitas. Os mais relevantes neste contexto são a resistência de fonte  $R_s$ , e a capacidade entre os terminais da porta e da fonte  $C_{gs}$ , como mostra a figura 22.

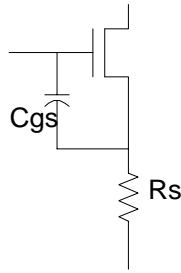


Fig. 22 Transístor MOS com elementos parasita

A corrente no condensador  $C_{gs}$  é dada por

$$i_c = C_{gs} \frac{\partial V_{gs}}{\partial t} \quad (3.20)$$

utilizando a equação (3.6) no lugar de  $V_{gs}$ , obtém-se,

$$i_c = C_{gs} \frac{1}{\sqrt{kI_d}} \frac{\partial I_d}{\partial t} \quad (3.21)$$

A queda de tensão em  $R_s$  pode então ser escrita como,

$$V_{R_s} = R_s \left( I_d + C_{gs} \frac{1}{\sqrt{kI_d}} \frac{\partial I_d}{\partial t} \right) \quad (3.22)$$

O efeito da tensão  $V_{R_s}$  na malha translinear é o aumento da tensão  $V_{gs}$  resultando,

$$\sum_{sd} \left( V_{R_s} + \sqrt{\frac{I_d}{W/L}} \right) = \sum_{si} \left( V_{R_s} + \sqrt{\frac{I_d}{W/L}} \right) \quad (3.23)$$

As tensões  $V_{R_s}$  na malha cancelam-se,

$$\sum_{sd} (V_{R_s}) = \sum_{si} (V_{R_s}) \quad (3.24)$$

Expandindo a equação (3.24) com a equação (3.22) obtém-se,

$$\sum_{sd} R_s \left( I_d + C_{gs} \frac{1}{\sqrt{kI_d}} \frac{\partial I_d}{\partial t} \right) = \sum_{si} R_s \left( I_d + C_{gs} \frac{1}{\sqrt{kI_d}} \frac{\partial I_d}{\partial t} \right) \quad (3.25)$$

Nesta equação os parâmetros  $k$  e  $C_{gs}$  dependem ambos das dimensões do transístor. Para um transístor a operar na inversão forte e saturado  $C_{gs}$  pode ser expressa por:

$$C_{gs} = \frac{2}{3} WLC_{ox} \quad (3.26)$$

substituindo (3.26) na equação (3.25) resulta,

$$\sum_{sd} R_s \left( I_d + \frac{2}{3} \sqrt{2} L \sqrt{WL} \sqrt{\frac{C_{ox}}{\mu}} \frac{1}{\sqrt{I_d}} \frac{\partial I_d}{\partial t} \right) = \sum_{si} R_s \left( I_d + \frac{2}{3} \sqrt{2} L \sqrt{WL} \sqrt{\frac{C_{ox}}{\mu}} \frac{1}{\sqrt{I_d}} \frac{\partial I_d}{\partial t} \right) \quad (3.27)$$

Esta equação é válida se:

$$a) \sum_{sd} R_s I_d = \sum_{si} R_s I_d \text{ e,}$$

$$b) \sum_{sd} R_s \frac{L \sqrt{WL}}{\sqrt{I_d}} \frac{\partial I_d}{\partial t} = \sum_{si} R_s \frac{L \sqrt{WL}}{\sqrt{I_d}} \frac{\partial I_d}{\partial t}$$

A primeira condição pode ser aproximada de três formas:

- restringindo as correntes de dreno a valores baixos, ou
- usando transístores com resistência  $R_s$  baixa, ou
- garantir que  $R_s$  seja inversamente proporcional às correntes de dreno.

Se a primeira condição for satisfeita, a segunda condição pode ser aproximada projectando o circuito de forma que  $L\sqrt{WL}$  seja proporcional às correntes de dreno.

### 3.1.1.2.6 Ruído

O ruído nos transístores MOS pode ser representado por uma fonte de tensão equivalente de ruído colocada no terminal de porta. Esta fonte de ruído concentra todo o ruído do dispositivo, englobando as contribuições devido ao ruído térmico e *flicker*. Estas contribuições encontram-se descritas no apêndice 8.1.1. Assim para cada transístor pode-se associar uma fonte de ruído equivalente,

$$v_{eq}^2 = v_n^2 + v_{1/f}^2 \quad (3.28)$$

sendo a primeira componente representativa do ruído térmico, e a segunda do ruído *flicker*. Incluindo o ruído no princípio translinear, obtém-se

$$\sum_{sd} \left( \sqrt{\frac{I_d}{k}} + v_{eq} \right) = \sum_{si} \left( \sqrt{\frac{I_d}{k}} + v_{eq} \right) \quad (3.29)$$

Pode-se agora definir a tensão de ruído equivalente da malha, como sendo:

$$v_{eq, malha}^2 = \sum_{sd} v_{eq}^2 + \sum_{si} v_{eq}^2 \quad (3.30)$$

A equação da malha pode ser então rescrita como,

$$\sum_{sd} \left( \sqrt{\frac{I_d}{k}} \right) = \sum_{si} \left( \sqrt{\frac{I_d}{k}} \right) + v_{eq, malha} \quad (3.31)$$

O ruído total da malha pode ser concentrado numa única fonte equivalente de ruído.

#### 3.1.1.2.7 *Temperatura*

A lei quadrática dos transístores MOS é afectada pela temperatura nos parâmetros  $K$  e  $V_T$  (consultar apêndice 8.2.5.2). Contudo nas malhas translineares todos os transístores estão à mesma temperatura, se os parâmetros dependentes da temperatura forem iguais para todos os transístores pode-se promover o cancelamento destes resultando, na justamente reivindicada independência térmica.

Em malhas translineares com transístores do tipo N e do tipo P a dependência térmica não se cancela, porque os efeitos da temperatura nos transístores tipo N e tipo P manifestam-se de forma diferente. Resultando como foi antes extrapolado (3.1.1.2.4), numa tensão de *offset* na malha e possíveis erros de amplitude nas correntes de dreno.

#### 3.1.1.2.8 *Inversão fraca*

O funcionamento do transístor MOS na inversão fraca afecta severamente o comportamento das malhas translineares. O princípio translinear em tecnologias CMOS baseia-se no funcionamento dos transístores na zona de inversão forte sob a condição de saturação. Só nestas condições é que se pode tomar como válida a lei quadrática da corrente. Para tensões  $V_{gs}$  muito próximas de  $V_T$ , o transístor não deixa efectivamente de conduzir, em vez disso assiste-se a um decréscimo da corrente  $I_d$  aproximadamente exponencial com  $V_{gs}$ . Um melhor esclarecimento do funcionamento do transístor MOS na inversão fraca pode ser encontrado no apêndice 8.2.3.

Se numa malha translinear algum transístor funciona na inversão fraca por ter insuficiente tensão aplicada entre a porta e fonte, as implicações passam por uma compensação das tensões  $V_{gs}$  dos outros transístores da malha, conduzindo a acréscimos (ou decréscimos) muito significativos das correntes de dreno e comprometendo assim o bom funcionamento dos circuitos.

#### 3.1.1.3 *Topologias de Malhas Translineares*

Existem três topologias diferentes para implementar malhas translineares: a malha translinear empilhada, a malha translinear *up-down* e a malha translinear simulada. Cada

uma destas topologias apresenta vantagens de utilização dependentes da aplicação em causa.

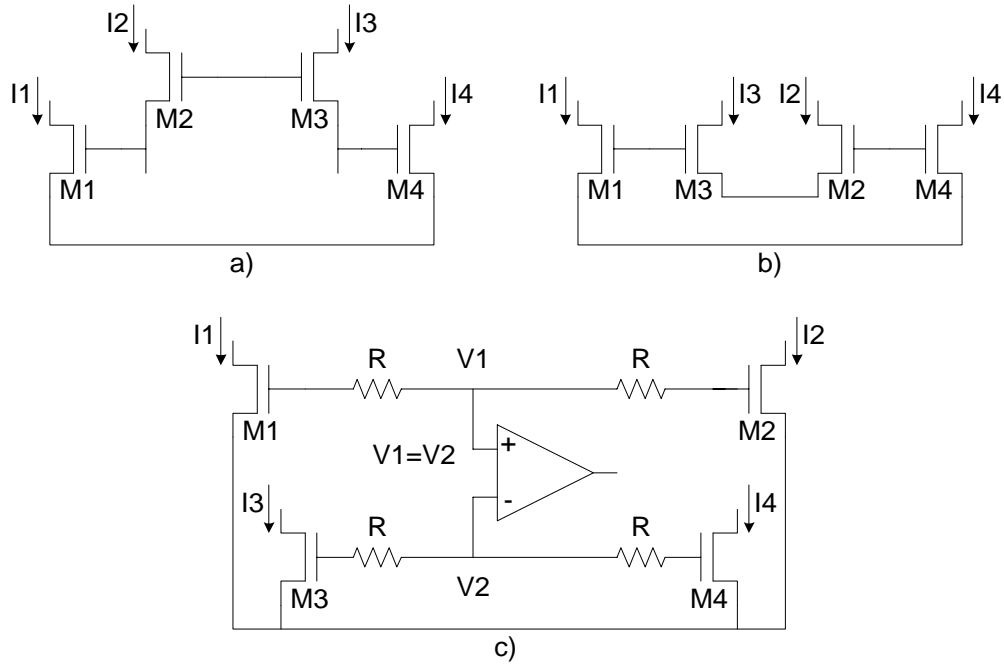


Fig. 23 Topologias de malhas translineares: a) empilhada, b) *up-down*, c) simulada

A figura 23 mostra as variações de um mesmo circuito implementado com as três topologias antes mencionadas. Qualquer destas malhas é capaz de implementar a seguinte relação,

$$\sqrt{\frac{I_1}{(W/L)_1}} + \sqrt{\frac{I_2}{(W/L)_2}} = \sqrt{\frac{I_3}{(W/L)_3}} + \sqrt{\frac{I_4}{(W/L)_4}} \quad (3.32)$$

De uma forma geral todas as três topologias podem ser utilizadas na síntese de uma dada função matemática, contudo há situações em que uma topologia garante melhores resultados do que outra. As principais características destas malhas translineares são:

- Malhas empilhadas – A topologia de malha empilhada é a mais versátil das três topologias conhecidas, por permitir a implementação de um leque muito vasto de equações de malha, resultando sempre em soluções compactas. Como mostra a figura 23 a), é a única topologia que permite a ligação directa da fonte de um

transístor ao dreno de outro transístor, conferindo bastante flexibilidade ao forçar as correntes de entrada e polarização. Outra propriedade exclusiva desta topologia, são os nodos que combinam a porta de um transístor com a fonte de outro transístor. Estes nodos são normalmente utilizados para forçar correntes na malha. Os nodos que combinam as portas de dois transístores são também pontos privilegiados para forçar correntes na malha. Os nodos que combinam as fontes de dois transístores são problemáticos pois por estes nodos passam as correntes de dois transístores dispostos em sentidos opostos na malha. Normalmente é possível configurar a malha de forma a ter um único nodo deste tipo, sendo o problema de estabelecer a corrente adequada reduzido se se ligar este nodo a um potencial constante (ou massa). Além destas características estruturais, as malhas empilhadas são conhecidas por exibirem uma forte dependência do efeito de corpo. Esta dependência só pode ser eliminada através do uso transístores com substratos independentes, conduzindo de uma forma geral a circuitos com resposta limitada em frequência.

- Malhas *up-down* – As malhas translineares com topologia *up-down*, como a da figura 23 b) são conhecidas principalmente por serem das três topologias as que apresentam melhor resposta em frequência. Neste tipo de malhas o efeito do corpo é reduzido á custa da associação de pares de transístores com fontes comuns e em sentidos opostos (como se viu em 3.1.1.2.1), conduzindo a um cancelamento real do efeito de corpo nestes transístores. Desta forma não é necessário utilizar transístores com substratos independentes, garantindo circuitos mais rápidos. Uma desvantagem deste tipo de malhas em relação às malhas empilhadas é o facto de ser mais complicado forçar as correntes de entrada na malha. Geralmente a solução passa por um aumento de complexidade adicional, tanto maior quanto maior for a complexidade da equação da malha. Estruturalmente, são malhas com nodos fonte-fonte e porta-porta, os nodos fonte-dreno surgem apenas no caso da malha empregar transístores de ambos os tipos.
- Malhas simuladas – As malhas simuladas eliminam por completo o efeito de corpo forçando as fontes de todos os transístores da malha ao mesmo potencial. Para esse efeito utilizam (figura 23 c)) uma quantidade elevada de circuitos adicionais para garantir as tensões adequadas de  $V_{gs}$  nos transístores da malha. Estas tensões  $V_{gs}$



seriam as tensões  $V_{gs}$  equivalentes às de uma malha com topologia empilhada ou *up-down*. Geralmente empregam amplificadores operacionais para avaliar as tensões necessárias, limitando a largura de banda com o aumento de complexidade envolvido. São contudo preferidas nos casos em que as equações da malha sejam muito simples, ou em aplicações com baixo consumo de potência.

### 3.1.1.4 Circuitos Analisados

O estudo das malhas translineares revelou um grande potencial para a implementação de funções matemáticas simples. No caso concreto deste trabalho procurava-se circuitos capazes de executar a multiplicação e divisão de sinais. Tais circuitos podem partir de operações matemáticas mais simples de realizar, como circuitos quadradores. É relativamente simples projectar um quadrador de corrente baseado em malhas translineares [Wie93]. Na figura 24 podem ser vistos dois exemplos, utilizando duas topologias diferentes; a) a topologia empilhada e b) a topologia *up-down*.

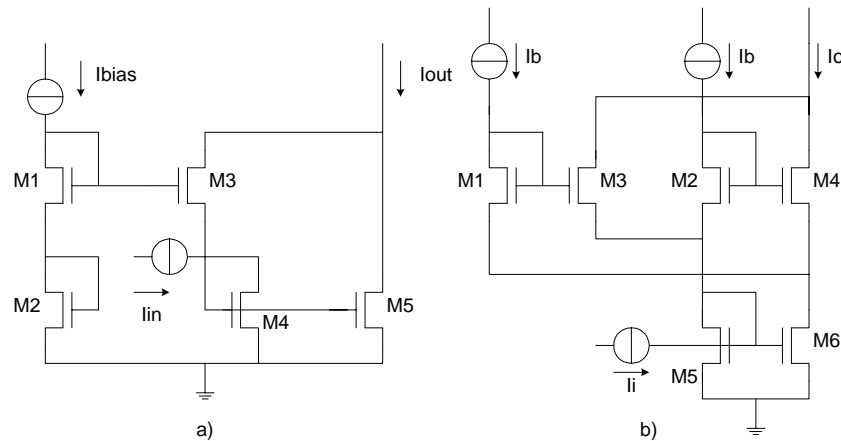


Fig. 24 Quadrador de corrente, a) topologia empilhada, b) topologia *up-down*

O circuito da figura 24 a) é constituído por uma malha translinear de quatro transístores, M1 a M4, o transístor M5 é utilizado apenas para formar a corrente de saída desejada. Aplicando o princípio translinear a este circuito resulta:

$$\sqrt{\frac{I_1}{(W/L)_1}} + \sqrt{\frac{I_2}{(W/L)_2}} = \sqrt{\frac{I_3}{(W/L)_3}} + \sqrt{\frac{I_4}{(W/L)_4}} \quad (3.33)$$

Da análise do circuito facilmente se conclui que as correntes  $I_1$  e  $I_2$  são a mesma corrente  $I_{bias}$ , e que a corrente  $I_3$  (variável dependente da malha) se soma a  $I_{in}$  para formar a corrente  $I_4$ . Admitindo ainda que os transístores tem todos as mesmas dimensões, a equação (3.33) pode ser alterada para:

$$2\sqrt{I_{bias}} = \sqrt{I_3} + \sqrt{I_3 + I_{in}} \quad (3.34)$$

Resolvendo em ordem a  $I_3$  obtém-se:

$$I_3 = I_{bias} - \frac{I_{in}}{2} + \frac{I_{in}^2}{16I_{bias}} \quad (3.35)$$

A corrente de saída é dada pela soma das correntes  $I_3$  e  $I_5$ , sendo que  $M_5$  actua como espelho de corrente de  $M_4$ , resultando,

$$I_4 = I_3 + I_{in} = I_{bias} + \frac{I_{in}}{2} + \frac{I_{in}^2}{16I_{bias}} \quad (3.36)$$

e

$$I_o = I_3 + I_5 = I_3 + I_4 = 2I_{bias} + \frac{I_{in}^2}{8I_{bias}} \quad (3.37)$$

Da equação (3.37) facilmente se pode ver que este circuito pode realizar a função de quadrador de corrente  $I_{in}$ , bem como a divisão de uma constante por uma corrente  $I_{bias}$ , desde que se elimine adequadamente o termo  $2I_{bias}$ .

Podem ser obtidos melhoramentos deste circuito, em termos da sua largura de banda e dependência do efeito de corpo, utilizando a topologia *up-down*. O circuito resultante desta alteração encontra-se representado na figura 24 b). Dois pormenores merecem especial atenção:

- A malha mostrada na figura 24 a) possui exactamente os mesmos transístores no sentido directo ( $M_3$  e  $M_4$ ) e no sentido inverso, conferindo a estes dois casos a mesma equação de malha.

- No caso do circuito da figura 24 a) a polarização empregava uma só fonte de corrente que forçava a corrente  $I_b$  nos transístores M1 e M2. Neste circuito a polarização força exactamente a mesma corrente que antes, nos mesmos transístores da malha, mas emprega duas fontes de corrente.

Apesar da topologia utilizada ser uma topologia up-down, este circuito utiliza dois transístores empilhados, M2 e M4, e continua a exibir alguma dependência do efeito do corpo por este facto (parte do efeito é compensado pelos transístores M3 e M1, respectivamente).

No circuito da figura 24 b) são válidas as seguintes relações de correntes,

$$\begin{aligned}
 I_1 &= I_2 = I_b \\
 I_o &= I_3 + I_4 \\
 I_5 = I_6 &\Leftrightarrow I_4 + I_1 = I_2 + I_3 + I_i \\
 &\Leftrightarrow I_4 = I_3 + I_i
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

Admitindo mais uma vez que todos os transístores têm as mesmas dimensões e operam na zona de saturação sobre a condição de inversão forte, pode-se escrever a equação da malha,

$$\begin{aligned}
 \sqrt{I_1} + \sqrt{I_2} &= \sqrt{I_3} + \sqrt{I_4} \Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow 2\sqrt{I_b} &= \sqrt{I_3} + \sqrt{I_3 + I_i}
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

Resolvendo a equação (3.39) em ordem a  $I_3$  consegue-se determinar  $I_3$ ,  $I_4$  e a corrente de saída, que é determinada pela soma destas correntes, resultando,

$$I_o = 2I_b + \frac{I_i^2}{8I_b} \tag{3.40}$$

Esta equação tem uma forma idêntica à da equação (3.37) correspondente ao circuito da figura 24 a), demonstrando que ambas as topologias conseguem implementar a mesma função. Esta equação é válida admitindo que as condições de saturação e inversão forte se verificam, para tal as correntes  $I_i$  e  $I_b$  não podem tomar valores arbitrários. Analisando as correntes em todos os transístores pode-se garantir estas condições. Assim, para os transístores M1 e M2 configurados de forma a que  $V_{ds}=V_{gs}$ , apenas tem de se verificar se a

corrente  $I_b$  é suficiente para garantir o funcionamento na inversão forte, pois o transístor já se encontra saturado por natureza ( $V_{ds} > V_{gs} - V_T$ ). No limite superior  $I_b$  será determinada pela efeito de redução da mobilidade (valores muito elevados de  $V_{gs}$ ). No caso da corrente  $I_i$ , tem de se verificar os transístores M3 e M4 cujas correntes de dreno são:

$$\begin{aligned} I_3 &= I_b - \frac{I_i}{2} + \frac{I_i^2}{16I_b} \\ I_4 &= I_b + \frac{I_i}{2} + \frac{I_i^2}{16I_b} \end{aligned} \quad (3.41)$$

Quando  $I_i$  é nula, as correntes  $I_3$  e  $I_4$  são iguais a  $I_b$ . Quando  $I_i$  aumenta (ou diminui), as correntes  $I_3$  e  $I_4$  variam, sendo a variação máxima determinada quando  $I_3$  ou  $I_4$  tomam o valor nulo. Nesta condição obtém-se,

$$|I_i| \leq 4I_b \quad (3.42)$$

A grande restrição das correntes neste circuito será sempre imposta pela inversão fraca no limite inferior (pela amplitude de  $I_b$ ) e pela redução de mobilidade no limite superior (pela amplitude de  $4I_b$ )

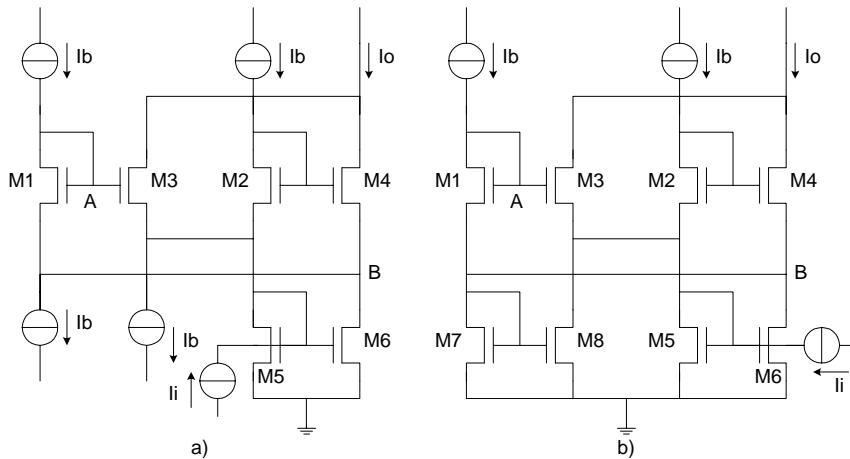


Fig. 25 Quadrador de corrente alterado

Um melhoramento possível do circuito da figura 24 b), é tornar a resistência de entrada  $R_i$ , independente da corrente  $I_i$ . Para tal basta adicionar duas fontes de corrente  $I_b$  como se mostra na figura 25 a). Nesta nova configuração a corrente nos transístores do espelho de

corrente (M5 e M6), torna-se igual à corrente em M4. Usando a lei quadrática dos transístores MOS é possível calcular a tensão  $V_{gs}$  de M5,

$$V_i = V_{gs5} = V_T + \sqrt{\frac{I_b}{k_5}} + \sqrt{\frac{1}{16I_b k_5}} I_i \quad (3.43)$$

o valor da resistência de entrada é então,

$$R_i = \frac{\partial V_i}{\partial I_i} = 0,25 \sqrt{\frac{1}{I_b k_5}} \quad (3.44)$$

resultando a anunciada independência de  $I_i$ .

O facto de a corrente no espelho M5, M6 ser igual à corrente de M4 implica que, salvo um *offset* devido ao efeito do corpo, as tensões de  $V_{gs}$  de M5 e M4 devem ser iguais. Portanto, a soma das tensões  $V_{gs}$  de M3 e M5 será constante e independente da corrente  $I_i$ , ou seja a tensão nos pontos A e B assinalados na figura 25 a) é igualmente constante, favorecendo o comportamento deste circuito em alta frequência.

Dado que o ponto B é um ponto de tensão constante, as duas fontes de corrente  $I_b$  podem ser substituídas por um espelho de corrente extra, como mostra a figura 25 b). Desta forma torna-se o circuito completamente simétrico e o nodo B pode ser utilizado como uma segunda entrada, sendo neste caso a corrente de saída dada por:

$$I_o = 2I_b + \frac{(I_i - I_{i,B})^2}{8I_b} \quad (3.45)$$

$I_{i,B}$  representa a corrente de entrada no nodo B.

Utilizando dois circuitos quadradores é possível realizar a operação de multiplicação. Basta exprimir a multiplicação pela subtracção de um quadrado de uma soma por um quadrado de uma diferença, ou seja,

$$4I_x I_y = (I_x + I_y)^2 - (I_x - I_y)^2 \quad (3.46)$$

A figura 26 mostra como se pode obter esta diferença de quadrados. Num dos quadradores utiliza-se como corrente de entrada a soma das correntes  $I_x$  e  $I_y$ , no outro as correntes  $I_x$  e  $I_y$  são forçadas nas duas entradas disponíveis. Finalmente a corrente de saída é obtida como a diferença entre as duas correntes de saída dos dois quadradores.

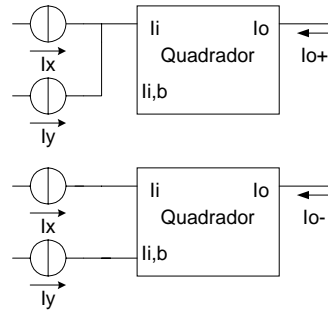


Fig. 26 Conceito de construção de um multiplicador

A figura 27 mostra a implementação do multiplicador utilizando o conceito antes descrito.

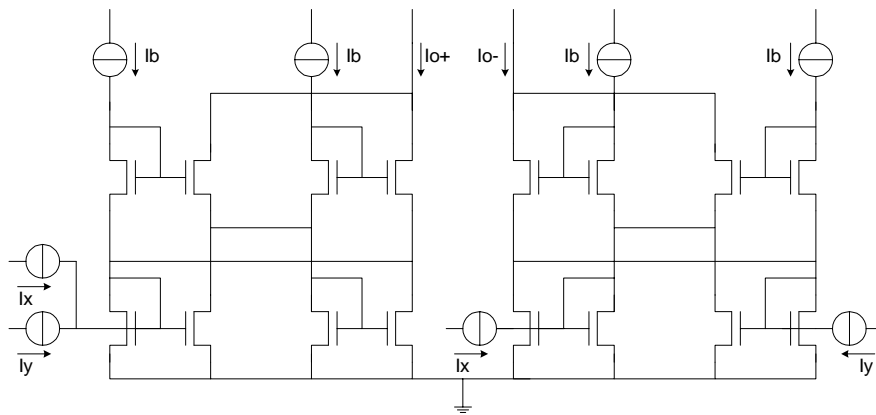


Fig. 27 Multiplicador de corrente de quatro quadrantes

Uma análise mais detalhada revela que:

$$\begin{aligned} I_{o+} &= 2I_B + \frac{(I_x + I_y)^2}{8I_b} \\ I_{o-} &= 2I_B + \frac{(I_x - I_y)^2}{8I_b} \end{aligned} \quad (3.47)$$

A diferença destas correntes define a corrente de saída do multiplicador,

$$I_o = I_{o+} - I_{o-} = \frac{I_x I_y}{2I_b} \quad (3.48)$$

A corrente  $I_b$  pode ser usada para estabelecer o ganho do multiplicador, ou para executar uma divisão. Tal como antes a gama dinâmica deste circuito fica limitada por:

$$|I_x| + |I_y| \leq 4I_b \quad (3.49)$$

Outro circuito capaz de implementar um divisor é o representado na figura 28, olhando para as equações (3.37) e (3.40) depreende-se que a divisão por  $I_{bias}$  (ou  $I_b$  conforme o caso), pode ser obtida da seguinte forma: i) subtraindo à saída a corrente  $2I_{bias}$  e ii) amplificando a corrente resultante. Este processo pode ser realizado pelo circuito da figura 28, no qual um espelho de corrente de ganho unitário e um transistor com polarização fixa são usados para subtrair a corrente  $2I_b$  do quadrador. Um segundo espelho de corrente amplifica a corrente resultante fornecendo à saída uma corrente igual ao quociente do quadrado de  $I_a$  sobre  $I_b$ . As limitações de gama dinâmica deste divisor são as mesmas discutidas antes.

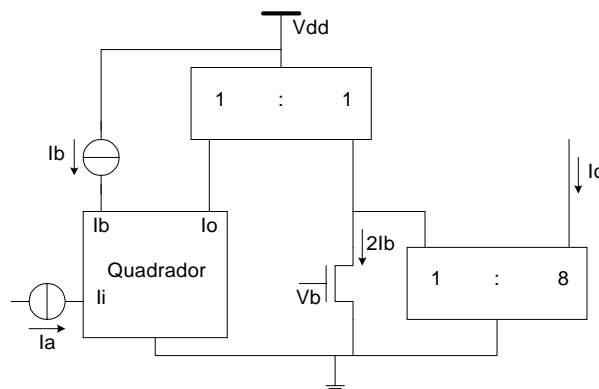


Fig. 28 Implementação de um divisor de corrente

Ambos os circuitos apresentados nas figuras 27 e 28, são capazes de implementar a razão entre o quadrado de um sinal e outro sinal. Esta função como se viu é adequada para a medição de relação sinal ruído de um receptor óptico. Contudo obriga a algum processamento dos sinais de entrada, nomeadamente: i) obriga a uma conversão auxiliar de tensão em corrente e ii) a uma limitação das gamas dinâmicas de entrada. No caso presente

a limitação da gama dinâmica imposta por esta estratégia não era de todo sustentável, pois obrigaria a um total redimensionamento de todo o sistema. A suportar a decisão de abandonar esta estratégia esteve também o exagerado consumo necessário para obter uma precisão razoável para todas as condições de entrada.

### 3.1.2 Current Conveyors

Os *current conveyors* são circuitos aplicados no transporte de corrente entre meios de diferentes impedâncias. Tal como os amplificadores operacionais e os amplificadores de transcondutância, os *current conveyors* são um novo elemento activo de relevante presença no domínio da electrónica analógica. Tal como os seus antecessores, sustentam as tradicionais aplicações em amplificadores, exibindo em relação a estes algumas vantagens que os tornam preferidos, nomeadamente: i) maiores larguras de banda, ii) menor consumo e iii) impedâncias de entrada baixas. Na síntese de funções matemáticas possibilitam uma maior flexibilidade de implementação, recorrendo para isso a elementos básicos como o transístor e algumas técnicas de realimentação.

#### 3.1.2.1 Tipos de Current Conveyors

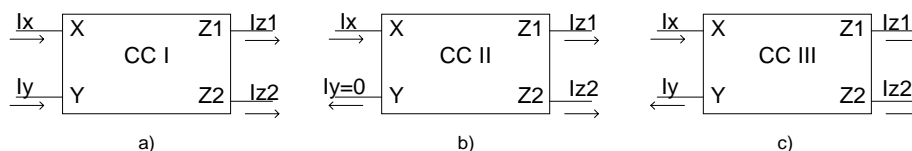


Fig. 29 Tipos de *current conveyors*

Actualmente podem-se distinguir três tipos de *current conveyors* [Bru95, Fab95], sendo as suas diferenças patentes no circuito de entrada, assim:

- Um *current conveyor* de tipo I (figura 29 a)) possui duas entradas em corrente que se seguem mutuamente, uma de alta impedância e outra de baixa impedância [Bru95].
- Um *current conveyor* de tipo II (figura 29 b)) possui duas entradas, uma que actua como uma terra virtual, e a outra com baixa impedância de entrada. Este tipo de *current conveyor* é o que tem sido mais exaustivamente estudado e para o qual



existe um maior número de aplicações publicadas (veja-se as referências [Liu93, Liu95b, Liu95c, Chi96, Kur98, Bru99]).

- Os *current conveyors* de tipo III (figura 29 c)) possuem igualmente duas entradas de corrente, uma de baixa impedância e outra de alta impedância, que implementam uma inversão de corrente. Esta característica torna-os bastante aplicados em circuitos de amostragem de corrente [Fab95].

De uma forma geral um *current conveyor* pode ser descrito matematicamente dentro da sua gama linear de funcionamento pelo seguinte sistema linear:

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_x \\ V_y \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

Os parâmetros realmente importantes dentro da matriz característica são:

- $h_{11}$  – impedância de entrada no nó X,
- $h_{12}$  – relação de tensão de Y para X,
- $h_{21}$  – relação de correntes entre Y e X,
- $h_{22}$  – admitância de entrada em Y,
- $h_{31}$  – ganho de corrente de X para Z,
- $h_{33}$  - impedância de saída em Z.

Num *conveyor* ideal todos os parâmetros  $h$  da matriz, à excepção de  $h_{12}$ ,  $h_{21}$  e  $h_{32}$  seriam nulos. Estes três parâmetros, são os característicos a qualquer tipo de conveyor. Assim:

- Num CCI tem-se  $h_{12}=1$ , indicando que as correntes  $I_x$  e  $I_y$  têm o mesmo sentido;  $h_{21}=1$  exibindo a capacidade de *buffer* de tensão, e  $h_{32}$  especifica a transferência de corrente para as saídas.
- Num CCII tem-se  $h_{12}=0$ , indicando que as correntes  $I_x$  e  $I_y$  não têm qualquer relação e  $I_y=0$ ;  $h_{21}=1$  exibindo a capacidade de *buffer* de tensão, e  $h_{32}$  especifica a transferência de corrente para as saídas.

- De entre os três tipos de *current conveyor* tem-se verificado que os do tipo II não só são os mais utilizados, mas também desempenham o papel de *current conveyor* universal, pois podem emular os restantes tipos.

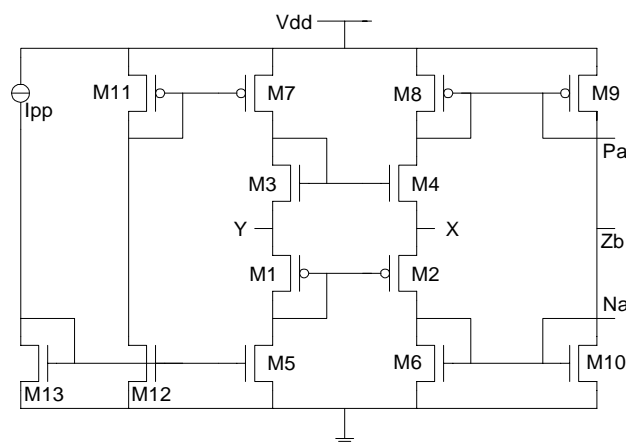


Fig. 30 *Current conveyor* de tipo II (configuração clássica)

A figura 30 representa um *current conveyor* de tipo II. Esta é a forma mais conhecida e utilizada neste tipo de *current conveyors*. A corrente de entrada nula na entrada  $Y$  é conseguida através dos espelhos de corrente M5 e M7 que forçam a mesma corrente  $I_{pp}$  nos transístores M1 e M3. O circuito de entrada é composto por uma malha translinear mista formada pelos transístores M1 a M4. A corrente  $I_x$  é replicada para uma ou mais saídas (como se indica com as ligações Pa e Na) do tipo  $Z_b$ . Um estudo claro deste circuito pode ser encontrado nas referências [Bru99] e [Kur98]. O andar de entrada deste circuito também pode ser facilmente identificado com um típico andar de saída de classe AB em tecnologias CMOS, tendo que a entrada de tensão seria feita no ponto  $Y$  e a saída no ponto  $X$  (usados agora como entradas do *current conveyor*). Este facto esteve na origem do nome pelo qual esta configuração é conhecida, *current conveyor* CMOS de classe AB. As correntes em M2 e M4 podem ser expressas através das tensões  $V_{gs}$  de M1 e M3 e da

corrente de entrada em  $X$ . Como a corrente que passa por M1 é igual à que passa por M3, as tensões  $V_{gs}$  destes transístores são fixas e dadas por:

$$V_{gs3} + |V_{gs1}| = \sqrt{I_{pp}} \left( \frac{1}{\sqrt{k_n}} + \frac{1}{\sqrt{k_p}} \right) + V_{Tn} + |V_{Tp}| \quad (3.51)$$

Assumindo que a transcondutância dos transístores tipo P pode ser tornada igual à dos transístores tipo N, através de um adequado dimensionamento dos dois tipos de transístor, temos  $k_n = k_p = k$ . Esta condição é conseguida se,

$$\frac{\mu_n}{\mu_p} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_p}{\left(\frac{W}{L}\right)_n} \quad (3.52)$$

desta forma o segundo membro da equação pode ser simplificado, tornando-se,

$$V_{gs3} + |V_{gs1}| = 2\sqrt{\frac{I_{pp}}{k}} + V_{Tn} + |V_{Tp}| \quad (3.53)$$

Aplicando agora esta tensão às tensões  $V_{gs}$  de M2 e M4 e conjugando o resultado com as correntes nestes transístores e a corrente de entrada em  $X$ , tem-se o seguinte sistema,

$$\begin{cases} V_{gs4} + |V_{gs2}| = V_{gs3} + |V_{gs1}| = 2\sqrt{\frac{I_{pp}}{k}} \\ I_4 + I_x = I_2 \end{cases} \quad (3.54)$$

Resolvendo este sistema em ordem a  $I_2$  e  $I_4$  obtém-se,

$$I_{2,4} = I_{pp} \left( 1 \pm \frac{I_x}{4I_{pp}} \right)^2 \quad (3.55)$$

As expressões de  $I_2$  e  $I_4$  são importantes para compreender o funcionamento do *current conveyor*, pois transportam informação sobre a gama de funcionamento e permitem provar de forma directa que a corrente de saída em  $Z_b$ , é uma réplica da corrente de entrada em  $X$ . Da equação (3.55) pode-se concluir que a gama dinâmica da corrente de entrada  $I_x$  é

limitada pela corrente de polarização  $I_{pp}$  tendo que nos limites  $I_x$  pode anular  $I_2$  e  $I_4$ , ou seja  $|I_x| < 4I_{pp}$ . No ponto de equilíbrio, a corrente que circula em todos os ramos do circuito é  $I_{pp}$ , garantindo assim um meio eficaz de controlar o consumo neste tipo de circuitos. No caso do *current conveyor* da figura 30, o consumo pode ser estimado em  $5I_{pp}V_{dd}$  (W).

As principais características desta configuração são:

- Boa largura de banda, é possível atingir larguras de banda da ordem dos 300MHz com esta configuração.
- Impedância de entrada  $Y$  muito elevada, dado que a corrente de entrada  $I_y$  é forçada a um valor nulo.
- Impedância de entrada  $X$  relativamente baixa (na ordem dos  $K\Omega$ ), sendo possível através de realimentação obter valores tão baixos como  $50\Omega$ .
- Ganhos de corrente configuráveis, dependendo apenas da qualidade dos espelhos de corrente utilizados.
- Grandes gamas dinâmicas de corrente ( $I_x$ ), dependentes da tensão de alimentação e da corrente de polarização (de uma forma geral todas as malhas translineares tem uma gama dinâmica limitada pelas correntes de polarização da malha).

### 3.1.2.3 Síntese de Funções com Current Conveyors

Na análise dos seguintes circuitos admite-se que os *current conveyors* envolvidos são ideais, e como tal podem ser descritos pela seguinte equação conceptual,

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \pm A_i & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_x \\ V_y \\ V_z \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{cases} V_x = V_y \\ I_z = \pm A_i I_x \end{cases} \quad (3.56)$$

sendo  $A_i$  o ganho em corrente do *current conveyor*, podendo tomar valores positivos e negativos. Na prática a matriz característica do *current conveyor* exibe uma forma muito próxima da utilizada na equação (3.56), pois os termos nulos são na verdade negligenciáveis. Admite-se ainda que os transístores extra funcionam na zona linear, sendo descritos pela equação seguinte (ver apêndice 8.2.2),

$$I_d = k' \left[ (V_{gs} - V_T) V_{ds} - \frac{V_{ds}^2}{2} \right] \quad (3.57)$$

sendo  $k' = \mu C_{ox} \frac{W}{L}$  a transcondutância do transístor.

O circuito da figura 31 representa um multiplicador de quatro quadrantes, constituído por dois *current conveyors* de ganhos simétricos e dois transístores MOS a operar na zona linear [Liu93].

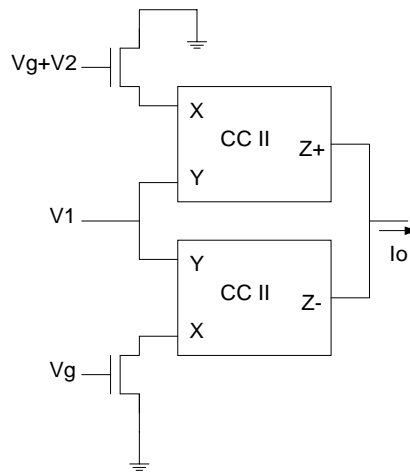


Fig. 31 Multiplicador com *current conveyors*

Os *current conveyors* são usados neste circuito com um duplo objectivo: i) estabelecer por meio da terra virtual entre as entradas  $X$  e  $Y$  iguais tensões  $V_{ds}$  nos dois transístores (de valor igual a  $V_1$ ). ii) permitir um método fácil de subtrair as correntes de entrada, juntando para o efeito as duas saídas simétricas. Desta forma pode-se escrever,

$$I_o = A_i (I_{z+} - I_{z-}) \quad (3.58)$$

onde as correntes  $I_{z+}$  e  $I_{z-}$  são definidas pela equação (3.57) aplicada ao circuito,

$$\begin{aligned}
 I_{z+} &= A_i k' \left[ (V_g + V_2 - V_T) V_1 - \frac{V_1^2}{2} \right] \\
 I_{z-} &= A_i k' \left[ (V_g - V_T) V_1 - \frac{V_1^2}{2} \right]
 \end{aligned} \tag{3.59}$$

resultando na saída, num cancelamento dos termos  $V_g$ ,  $V_T$  e  $V_1^2$  como mostra a equação (3.60),

$$I_o = A_i k' V_1 V_2 \tag{3.60}$$

A gama de funcionamento deste multiplicador é imposta pela condição de funcionamento na zona linear dos transístores ( $V_{ds} < V_{gs} - V_T$ ), que neste caso toma a forma,

$$V_1 < \min \{V_g + V_2 - V_T, V_g - V_T\} \tag{3.61}$$

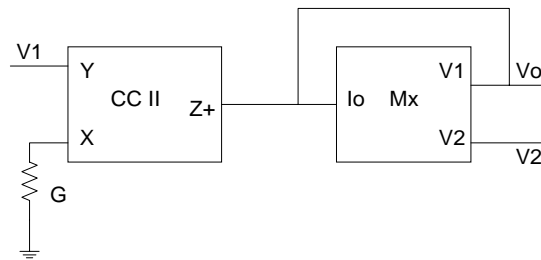


Fig. 32 Divisor com *current conveyors*

Na figura 32 mostra-se um circuito divisor. Neste circuito são usados um *current conveyor* e um multiplicador idêntico ao da figura 31 [Liu93]. Devido à terra virtual entre as entradas  $X$  e  $Y$  do *current conveyor*, a tensão  $V_1$  é aplicada à resistência, implementando uma conversão corrente tensão. De acordo com a equação (3.60) do multiplicador, pode-se escrever,

$$I_x = G V_1 = -k' V_o V_2 = \frac{I_z}{A_i} \tag{3.62}$$

resultando como tensão de saída,

$$V_o = -\frac{GV_1}{kV_2} \quad (3.63)$$

O sinal negativo da equação (3.63) pode ser evitado trocando as entradas do multiplicador. A gama dinâmica deste circuito é limitada pela bloco multiplicador, rescrevendo a equação (3.61) para este caso, obtém-se

$$V_2 < \min \left\{ V_g - \frac{GV_1}{kV_2} - V_T, V_g - V_T \right\} \quad (3.64)$$

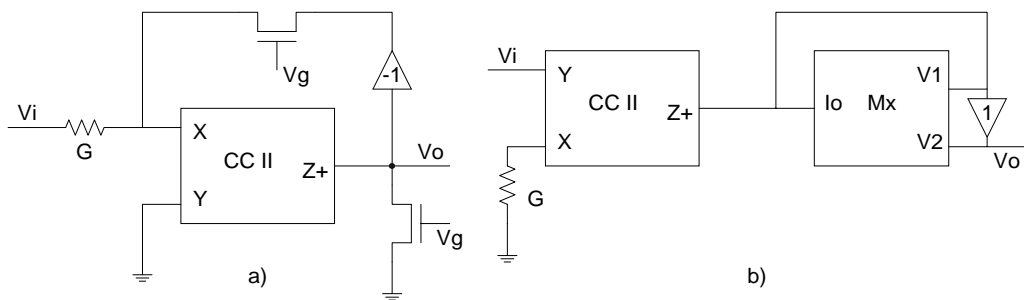
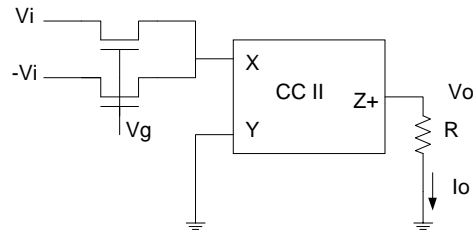


Fig. 33 Circuitos de extracção de raiz quadrada com *current conveyors*

Outros exemplos de aplicação são os circuitos apresentados nas figuras 33 e 34. Na figura 33 representam-se dois circuitos capazes de estimar a raiz quadrada de um sinal analógico. Ambos os circuitos implementam a função expressa pela seguinte equação [Liu93, Liu95c, Chi96],

$$V_o = \sqrt{\frac{GV_i}{k}} \quad (3.65)$$

No entanto a sua complexidade é acrescida da introdução de um multiplicador e amplificador de ganho unitário (no caso da figura 33 b), sendo o multiplicador do tipo representado na figura 31), ou um amplificador inversor de ganho  $-1$  (no caso da figura 33 a)).


 Fig. 34 Quadrador com *current conveyors*

Outra função de interesse para a implementação da unidade de medição de relação sinal ruído é o circuito quadrador, capaz de produzir na sua saída o quadrado do sinal de entrada. Um circuito capaz de implementar o quadrado do sinal de entrada é o representado na figura 34. Este circuito baseia-se na terra virtual dos *current conveyors* e no funcionamento na zona linear dos transístores MOS [Liu93]. Tal como antes, a corrente de saída é representada como uma réplica da corrente que entra no terminal X do *current conveyor* e pode ser expressa por,

$$I_z = I_x = k' \left[ (V_g - V_T) V_i - \frac{V_i^2}{2} \right] + k' \left[ (V_g - V_T) (-V_i) - \frac{V_i^2}{2} \right] = k' V_i^2 \quad (3.66)$$

resultando na saída,

$$V_o = k' R V_i^2 \quad (3.67)$$

A gama de funcionamento é limitada mais uma vez pela condição de funcionamento dos dois transístores no modo linear, ou seja,

$$|V_i| < V_g - V_T \quad (3.68)$$

### 3.1.3 Outros Circuitos

As técnicas de processamento em corrente não se resumem às classes antes descritas (malhas translineares e *current conveyors*). A investigação actual tem produzido diversos resultados na área denominada *current-mode approach*, que se tem vindo a impor no desenho de circuitos integrados. Entre os factores que sustentam esta *current-mode*



*approach*, podem-se salientar: as grandes larguras de banda, a elevada imunidade ao ruído e o baixo consumo.

Outras técnicas bastante aplicadas ao processamento em corrente são:

- Circuitos que aproveitam o funcionamento na inversão fraca do transístor MOS, conduzindo a soluções de muito baixo consumo e largura de banda limitada [Men96, Pes99].
- Circuitos que aproveitam o funcionamento na zona linear do transístor MOS (dos quais já se viram alguns exemplos com *current conveyors*), tirando partido da relação entre a corrente de dreno e as tensões entre porta e fonte e dreno e fonte [Lee95, Bot92, Was91].
- Circuitos mistos. De uma forma geral empregam conceitos comuns a *current conveyors*, malhas translineares e as características dos transístores MOS. Nas secções seguintes são analisados com maior detalhe um divisor com amplificadores realimentados em corrente [Liu95b] e um multiplicador de classe AB [Oli96].

### 3.1.3.1 Amplificadores com Realimentação de Corrente (CFA)

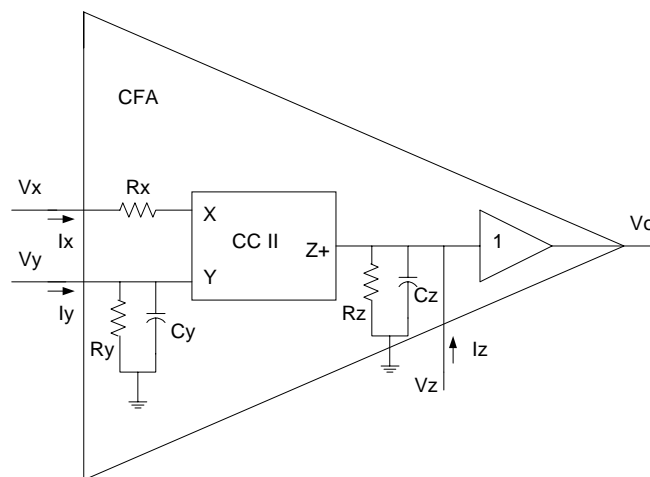


Fig. 35 Modelo equivalente de um amplificador com realimentação de corrente

Um amplificador com realimentação de corrente (CFA – *Current Feedback Amplifier*), pode se construído com um *current conveyor* de tipo II e amplificador de ganho unitário, como se mostra na figura 35. O amplificador de ganho unitário reproduz na sua saída uma

réplica da tensão de saída ( $V_z$ ) do *current conveyor*. A realimentação de corrente é conseguida usando a saída Z do *current conveyor*, admitindo que o amplificador de ganho unitário é ideal. A equação (3.69) representa o modelo ideal do amplificador realimentado em corrente,

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ V_z \\ I_x \end{bmatrix} \\ V_o = V_z \end{cases} \quad (3.69)$$

Estes amplificadores com realimentação de corrente são adequados a aplicações que exijam uma constância do produto ganho largura de banda, ou ainda na síntese de amplificadores com baixa impedância de entrada. Além destas aplicações são um óptimo substituto dos tradicionais amplificadores operacionais na construção de multiplicadores e divisores.

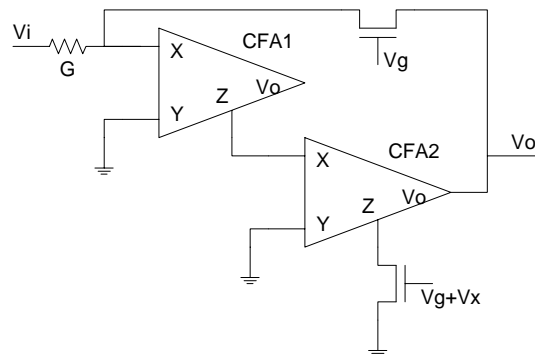


Fig. 36 Divisor com CFA

A figura 36 mostra um divisor de tensão que emprega dois amplificadores com realimentação de corrente e dois transístores MOS. Assumindo que ambos os transístores funcionam na zona linear e utilizando a relação entre as correntes num *current conveyor*, tem-se,

$$I_{x1} = I_{z1} = -I_{x2} = -I_{z2} \quad (3.70)$$

Por outro lado o amplificador CFA1 garante devido à terra virtual nas suas entradas que a tensão no terminal X é igual à tensão no terminal Y. O CFA2 garante que a tensão de saída

$V_o$  é igual à tensão do nodo de realimentação  $V_z$ . Aplicando a equação do transístor na zona linear expressa em (3.57), obtém-se,

$$\begin{cases} I_{x1} = GV_i + k' \left[ (V_g - V_T)V_o - \frac{V_o^2}{2} \right] \\ I_{z2} = -k' \left[ (V_g + V_x - V_T)V_o - \frac{V_o^2}{2} \right] \end{cases} \quad (3.71)$$

resultando,

$$V_o = G \frac{V_i}{k' V_x} \quad (3.72)$$

Esta equação é válida desde que os transístores operem na zona linear, resultando a seguinte restrição,

$$\min(V_g, V_g + V_x) > V_o + V_T \quad (3.73)$$

Pode-se provar [Liu95b] que por questões de estabilidade se deve garantir ainda que  $V_x$  só pode tomar valores positivos. Desta forma os pólos do sistema mantêm-se no semi-plano esquerdo, tornando o circuito divisor estável.

### 3.1.3.2 Multiplicador de Corrente de Classe AB

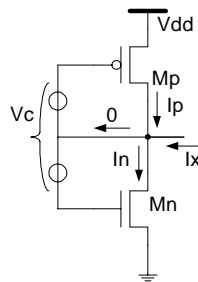


Fig. 37 Célula de entrada de classe AB

A figura 37 representa um andar de entrada de corrente em classe AB. A tensão  $V_c$  é constante e independente da corrente de entrada  $I_x$ . Como se pode ver a corrente que flui para o nodo comum às duas fontes de tensão é nula pois nenhuma corrente flui pelas portas

dos dois transístores. Assumindo que os dois transístores funcionam na saturação, e que a razão entre as dimensões do PMOS e NMOS respeita a equação (3.52) pode-se demonstrar que,

$$I_{n,p} = \frac{kV_p^2}{4} \left( 1 \mp \frac{I_x}{kV_p^2} \right)^2 \quad (3.74)$$

em que  $k=k_n=k_p$  é a transcondutância dos transístores e  $V_p=V_{dd}-V_c-V_{tn}/V_{tp}/$ . É relativamente fácil projectar um multiplicador baseado na equação (3.74), basta para isso notar que a diferença dos quadrados de uma soma e de uma diferença, representa efectivamente um produto de duas variáveis. De facto, usando dois circuitos idênticos ao da figura 37 tendo como entradas uma soma e uma subtracção de correntes, e subtraindo de forma cruzada as correntes  $I_n$  e  $I_p$  resultantes consegue-se implementar um multiplicador. Na figura 38 mostra-se o circuito resultante desta técnica.

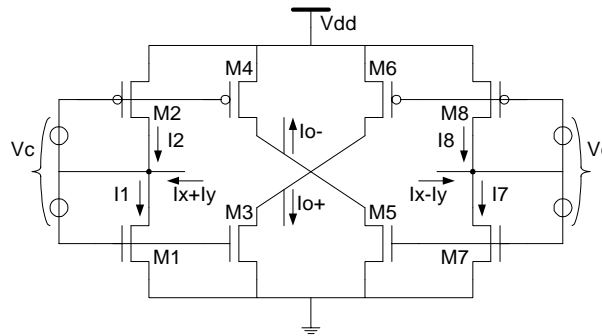


Fig. 38 Multiplicador de corrente

Admitindo que a razão das dimensões entre os PMOS e os NMOS respeita a equação (3.52) e que todos os transístores do mesmo tipo têm iguais dimensões, a corrente de saída é dada por,

$$I_o = I_{o+} - I_{o-} = (I_1 - I_8) - (I_7 - I_2) = 2 \frac{I_x I_y}{kV_p^2} \quad (3.75)$$

As correntes  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_7$  e  $I_8$  são dadas pela equação (3.74).

A forma da equação (3.74) sugere um meio de construção da célula básica de classe AB. Comparando as equações (3.55) e (3.74) pode-se facilmente verificar que o andar de entrada de um *current conveyor* típico pode realizar a operação de quadrador de corrente. Isto possibilita um meio eficaz de implementar o multiplicador proposto na figura 38 [Oli96].

### 3.2 AMPLIFICADORES LOGARÍTMICOS E ANTI-LOGARÍTMICOS

Os amplificadores logarítmicos promovem um método eficaz de concepção de circuitos capazes de operações de multiplicação e divisão. Tendo como base as propriedades dos logaritmos, facilmente se pode depreender que as operações de multiplicação e divisão podem ser convertidas em somas e subtracções, respectivamente, como demonstra a equação (3.76),

$$\begin{aligned}\ln(xy) &= \ln(x) + \ln(y) \\ \ln\left(\frac{x}{y}\right) &= \ln(x) - \ln(y) \\ \ln(x^a) &= a \ln(x)\end{aligned}\tag{3.76}$$

A grande vantagem deste método consiste na simplicidade com que se pode projectar circuitos somadores e substractores.

#### 3.2.1 Conceito Base

Como se demonstrou no capítulo 2 a relação sinal ruído de um receptor óptico por infravermelhos é dada pela razão entre o quadrado do sinal contra o ruído no fotodetector. Aplicando as propriedades dos logaritmos a este caso particular obtém-se,

$$\ln\left(\frac{V_i^2}{I_n}\right) = 2 \ln(V_i) - \ln(I_n)\tag{3.77}$$

A equação (3.77) revela que utilizando amplificadores logarítmicos é possível implementar um medidor de relação sinal ruído através de operações de amplificação e subtracção. O

resultado pretendido é obtido à saída de um amplificador anti-logarítmico ou exponencial. De facto,

$$\exp[2\ln(V_i) - \ln(I_n)] = \frac{e^{2\ln(V_i)}}{e^{\ln(I_n)}} = \frac{V_i^2}{I_n} \quad (3.78)$$

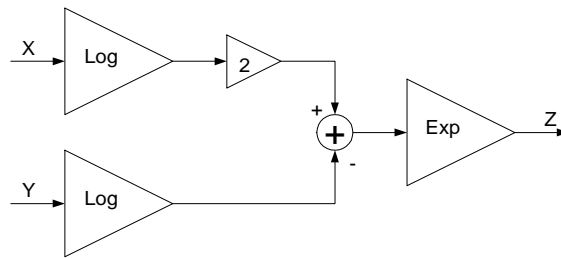


Fig. 39 Unidade de medição de relação sinal ruído com amplificadores logarítmicos

Este conceito pode ser sumariado pelo diagrama de blocos representado na figura 39. Este sistema consiste em:

- dois amplificadores logarítmicos encarregados de converter as variáveis de entrada em variáveis logarítmicas,
- um amplificador de ganho fixo e um somador que, executam a operação adequada no domínio logarítmico e,
- um amplificador exponencial que restaura o sentido real da operação pretendida.

### 3.2.2 Amplificadores Logarítmicos com Transístores Bipolares

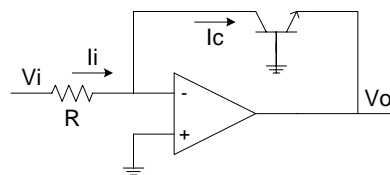


Fig. 40 Amplificador logarítmico básico

Os amplificadores logarítmicos podem ser concebidos com base em elementos activos com características exponenciais, como é o caso do díodo de junção e do transistor bipolar. A

figura 40 mostra um amplificador logarítmico baseado num transístor bipolar. A corrente de colector no transístor pode ser expressa de forma aproximada por,

$$I_c = I_s \left( e^{qV_{be}/KT} - 1 \right) \approx I_s e^{qV_{be}/KT} = I_s e^{-qV_o/KT} \quad (3.79)$$

em que  $K$  representa a constante de Boltzmann,  $T$  a temperatura em graus Kelvin,  $q$  a carga de um electrão e  $I_s$  a corrente de saturação. A equação (3.79) resulta de algumas simplificações sobre as equações de Ebers-Moll. Em particular admite-se que o transístor está polarizado na zona de funcionamento directa, ou seja  $V_{be} > 0.7$  e  $V_{bc} < 0$ . Admitindo que o amplificador operacional é ideal pode-se escrever:

$$\frac{V_i}{R} = I_s e^{-qV_o/KT} \quad (3.80)$$

e resolvendo (3.80) em ordem a  $V_o$  obtém-se,

$$V_o = -\frac{KT}{q} \ln \left( \frac{V_i}{RI_s} \right) \quad (3.81)$$

A equação (3.81) revela a que o amplificador representado na figura 40 exhibe a desejada característica logarítmica entre as tensões de entrada e saída. Contudo esta configuração exhibe uma grande dependência na temperatura. Os parâmetros  $T$  e  $I_s$  representam esta dependência, com  $T$  sobre um proporcionalidade e  $I_s$  deteriorando o termo logarítmico. Um melhoramento deste amplificador logarítmico pode ser obtido eliminando a dependência do termo  $I_s$ , utilizando para tal uma entrada adicional e um par diferencial em vez de um único transístor. Esta abordagem encontra-se representada na figura 41.

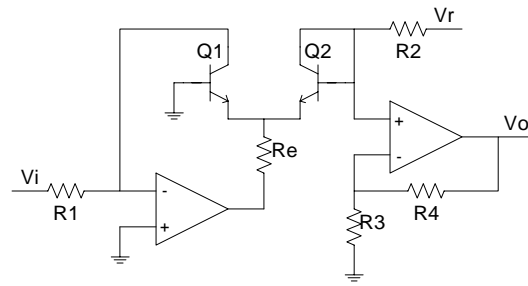


Fig. 41 Amplificador logarítmico melhorado

Pode-se demonstrar [Mil87] que esta configuração exibe uma característica logarítmica,

$$V_o = -\frac{KT}{q} \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \ln \left( \frac{V_i}{V_r} \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.82)$$

A equação (3.82) mostra que esta configuração pode ser usada conjuntamente com um amplificador anti-logarítmico para realizar operações de divisão devido à introdução da tensão auxiliar  $V_r$ . Na figura 42 representa-se uma configuração possível para um amplificador exponencial ou anti-logarítmico. Esta configuração utiliza o mesmo princípio utilizado na figura 41 para eliminar a dependência do termo  $I_s$ .

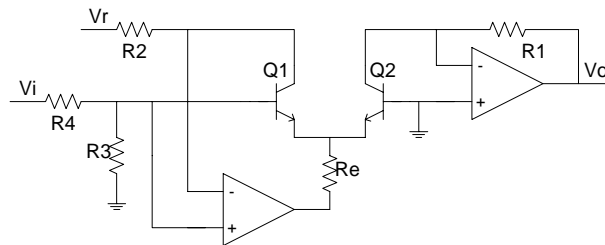


Fig. 42 Amplificador Exponencial

Pode-se demonstrar que a característica deste amplificador é exponencial [Mil87].  $V_o$  pode ser expressa por:

$$V_o = \frac{R_1}{R_2} V_r \exp \left( -\frac{qV_i}{KT} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \quad (3.83)$$



A equação (3.83) revela que a dependência térmica dos amplificadores logarítmicos e anti-logarítmicos pode ser totalmente cancelada se forem ambos utilizados no mesmo circuito, como se mostrou na figura 39.

### 3.2.3 Aplicabilidade em Tecnologias CMOS

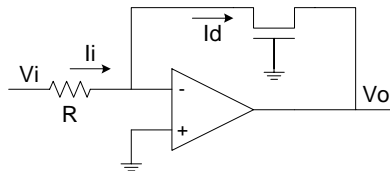


Fig. 43 Amplificador logarítmico em CMOS

Em tecnologias CMOS também é possível conceber amplificadores logarítmicos. Uma possibilidade é substituir o transistor bipolar no circuito da figura 40, por um transistor MOS como mostra a figura 43. Contudo este amplificador só apresentará uma característica logarítmica se se garantir que o transistor funciona na inversão fraca. Como se pode constatar, a característica de corrente de um transistor MOS na inversão fraca mostra uma dependência exponencial na tensão  $V_{gs}$  (ver apêndice 8.2.3). As grandes desvantagens dos amplificadores logarítmicos em CMOS advém do funcionamento na inversão fraca. Por um lado os circuitos que exploram o funcionamento na inversão fraca mostram uma resposta em frequência muito limitada. Por outro lado, as condições que garantem o funcionamento na inversão fraca implicam uma grande limitação na gama dinâmica dos sinais (neste caso a tensão de saída  $V_o$  seria limitada a uma excursão máxima de cerca de 400mV).

Outra possibilidade de implementar amplificadores logarítmicos em tecnologias CMOS consiste em utilizar os transistores bipolares parasita. De facto todas as tecnologias CMOS permitem a formação de transistores bipolares com melhor ou pior qualidade. Em especial em tecnologias CMOS de poço único os transistores bipolares exibem melhores características que em tecnologias de duplo poço, ou SOI (*Silicon On Insulator*). Recorde-se que as tecnologias CMOS de poço duplo e SOI foram desenvolvidas com o propósito de diminuir ou eliminar os efeitos de *latchup* causados pelos transistores bipolares parasita (este problema voltará a ser abordado no capítulo 4). No caso presente utilizou-se uma

tecnologia CMOS de poço único. O processo de formação de transístores bipolares encontra-se ilustrado na figura 44, onde se pode ver que o poço tipo N é utilizado para isolar os contactos de base e emissor do colector em ambos os tipos de transístor. Esta figura deixa bem evidente que a qualidade dos transístores assim formados é bastante afectada pela resistência oferecida pelos materiais semicondutores no substrato e nos poços tipo N. De uma forma geral estas resistências dependem apenas dos processos utilizados, e são muito superiores em processos CMOS que em processos bipolares.

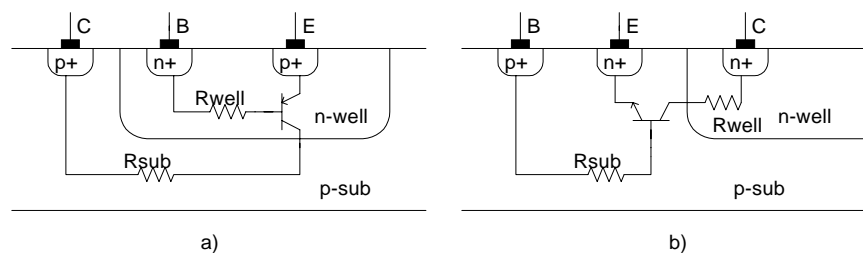


Fig. 44 Transístores bipolares em CMOS

### 3.3 TOPOLOGIAS DE REALIMENTAÇÃO NÃO-LINEAR

Até agora exploraram-se circuitos capazes de implementar funções não lineares, tendo como base o funcionamento de transístor numa zona específica da sua curva característica. Muitos dos circuitos apresentados empregavam também inerentemente conceitos de realimentação não linear, em particular os circuitos com *current conveyors*. Nesta secção demonstra-se que é possível implementar divisores e extractores de raiz quadrada utilizando conceitos de realimentação não-linear, utilizando como circuitos elementares um multiplicador e um amplificador. A grande vantagem destes circuitos realimentados é o facto de não dependerem do funcionamento do transístor numa zona específica, em particular os circuitos aqui apresentados exploram a zona de funcionamento melhor caracterizada do transístor MOS, a zona de saturação em regime de inversão forte.

## 3.3.1 Conceitos de Realimentação Não-Linear

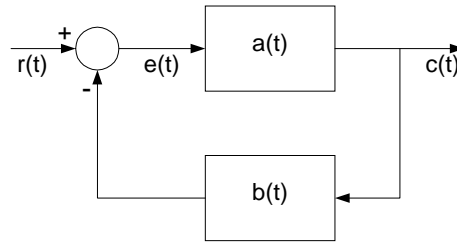


Fig. 45 Conceito base de realimentação

A figura 45 mostra o diagrama geral de um circuito realimentado. Os seus elementos constituintes são: i) o bloco de alimentação directa, especificado pela sua resposta impulsional  $a(t)$ , ii) o bloco de realimentação responsável pela amostragem do sinal de saída  $b(t)$  e iii) um somador que produz o sinal de erro  $e(t)$ . No caso de os blocos  $a(t)$  e  $b(t)$  serem lineares, ou seja, se para as entradas  $x_1(t)$  e  $x_2(t)$  e para as constantes reais  $c_1$  e  $c_2$  se verifica que:

$$\begin{aligned} y_1(t) &= a(t) * [c_1 x_1(t)] = c_1 a(t) * x_1(t) \\ y_2(t) &= a(t) * [c_2 x_2(t)] = c_2 a(t) * x_2(t) \end{aligned} \quad (3.94)$$

a saída pode ser representada pela convolução do sinal de entrada com a resposta impulsional do bloco. Então  $a(t)$  será linear se:

$$a(t) * [c_1 x_1(t) + c_2 x_2(t)] = y_1(t) + y_2(t) \quad (3.95)$$

A equação (3.95) traduz o princípio de sobreposição que é uma característica comum a todos os sistemas lineares. Num sistema realimentado em que todos os blocos constituintes são lineares, pode-se especificar a saída pela seguinte equação,

$$c(t) = a(t) * [r(t) - b(t) * c(t)] \quad (3.96)$$

Nestes casos é possível encontrar a solução  $c(t)$ , ou seja a resposta do sistema ao estímulo  $r(t)$ .

De uma forma geral os conceitos de realimentação em sistemas lineares encontram-se bem especificados em qualquer livro dedicado [All87 e Mey93], sendo a principal aplicação o desenho de amplificadores. Quando por exemplo o bloco de realimentação é não linear, a equação (3.96) deixa de ser válida, pois não se pode geralmente especificar a saída de um bloco não linear através de uma convolução. No caso geral pode-se admitir que um sistema não linear é caracterizado por uma equação diferencial não linear cuja solução explícita só será conhecida em casos muito particulares.

A caracterização de sistemas através de equações não lineares é um assunto demasiado complexo para se expor com a brevidade necessária a este texto. Por este facto reporta-se este estudo apenas ao caso de amplificadores em cuja malha de realimentação consiste num multiplicador. Neste exemplo admitem-se algumas simplificações que permitem ultrapassar a análise matemática complexa envolvida. Nomeadamente admite-se que: i) os amplificadores envolvidos são ideais, não considerando os efeitos de carga nem o ganho finito; ii) e não se considera a resposta em frequência dos blocos constituintes.

### 3.3.2 Síntese de Funções Baseadas num Multiplicador

Quando se usa como realimentação um multiplicador, o sistema da figura 47 torna-se não linear, pois o multiplicador é um elemento não linear. Com efeito considerando os seguintes estímulos de entrada  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$  e  $x_4$ , à saída de um multiplicador ideal verificam-se as seguintes igualdades,

$$\begin{aligned} y_1 &= M(x_1, x_2) = Kx_1x_2 \\ y_2 &= M(x_3, x_4) = Kx_3x_4 \end{aligned} \tag{3.97}$$

e aplicando o princípio da sobreposição tem-se,

$$y = M(x_1 + x_3, x_2 + x_4) = K(x_1x_2 + x_1x_4 + x_2x_3 + x_3x_4) \neq y_1 + y_2 \tag{3.98}$$

Concluindo que o multiplicador não é um elemento linear, porque não obedece ao princípio da sobreposição.

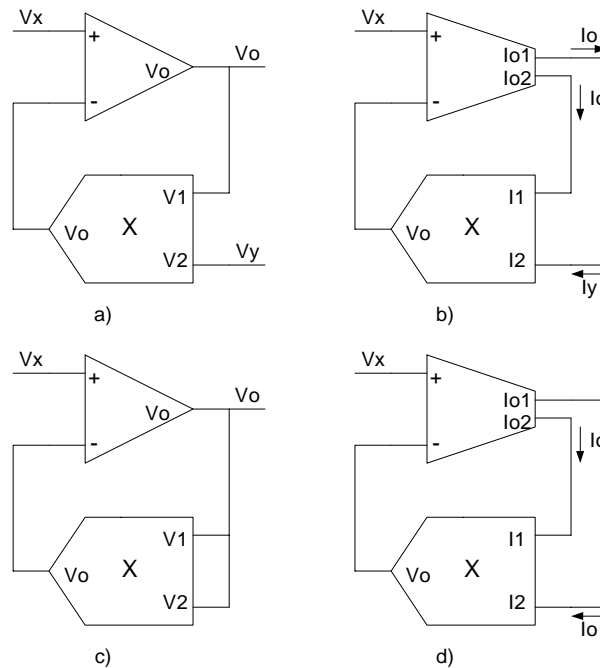


Fig. 46 Síntese de funções baseadas num multiplicador

Na figura 46 representam-se quatro topologias de amplificadores com realimentação não linear, dois divisores (figuras 46 a) e b)) e dois extractores de raiz quadrada (figuras 46 c) e d)). Todas estas configurações empregam um amplificador e um multiplicador como elemento não linear. Como amplificador usou-se, um amplificador operacional de tensão (figuras 46 a) e c)) e um amplificador operacional de transcondutância (figuras 46 b) e d)). É possível conceber estes circuitos utilizando outro tipo de amplificadores, nomeadamente amplificadores diferenciais de corrente e de transimpedância. As únicas restrições impostas pelo tipo de amplificador utilizado são o tipo de entradas e saídas do bloco multiplicador. No caso dos amplificadores da figura 46, os multiplicadores utilizados terão: entradas e saída em tensão nos casos do amplificador ser de tensão e entradas de corrente com saída em tensão se o amplificador for de transcondutância. A análise destes circuitos é simples e muito similar para ambos os casos, pelo que só se apresenta a análise dos circuitos com amplificadores de tensão.

No circuito da figura 46 a) devido à terra virtual na entrada do amplificador operacional, a tensão da entrada positiva é igual à tensão da entrada negativa, ou seja, à tensão de saída do multiplicador. Desta forma pode-se escrever:

$$V_x = MV_o V_y \quad (3.99)$$

resolvendo em ordem a  $V_o$  obtém-se,

$$V_o = \frac{1}{M} \frac{V_x}{V_y} \quad (3.100)$$

sendo  $M$  a constante de ganho do multiplicador. Da mesma forma para o circuito da figura 46 c), a saída pode ser obtida da equação (3.99) substituindo  $V_y$  por  $V_o$ , resultando,

$$V_o = \sqrt{\frac{V_x}{M}} \quad (3.101)$$

No caso das figuras 46 b) e d) a saída é uma corrente  $I_o$  sendo as relações com as entradas semelhantes às equações (3.100) e (3.101) respectivamente.

### 3.4 OUTROS CIRCUITOS MULTIPLICADORES

Uma das operações mais importantes envolvidas na medição de relação sinal ruído é a multiplicação. Utilizando um multiplicador é possível implementar circuitos de divisão e toda a unidade de medição de relação sinal ruído. Este factor tornou importante a procura de circuitos multiplicadores adequados. Nas secções anteriores foram já apresentadas diversas configurações de multiplicadores, com características específicas, nomeadamente os multiplicadores de corrente ou com malhas translineares.

Nesta secção são abordadas com algum detalhe duas das outras técnicas mais utilizadas na construção de multiplicadores analógicos: os multiplicadores de Gilbert e a técnica da diferença de quadrados. Os exemplos apresentados reflectem o projecto de dois multiplicadores de tensão de quatro quadrantes utilizando transístores MOS saturados em regime de inversão forte, tornado-os adequados às técnicas de realimentação exploradas em 3.3.

### 3.4.1 Multiplicador de Gilbert

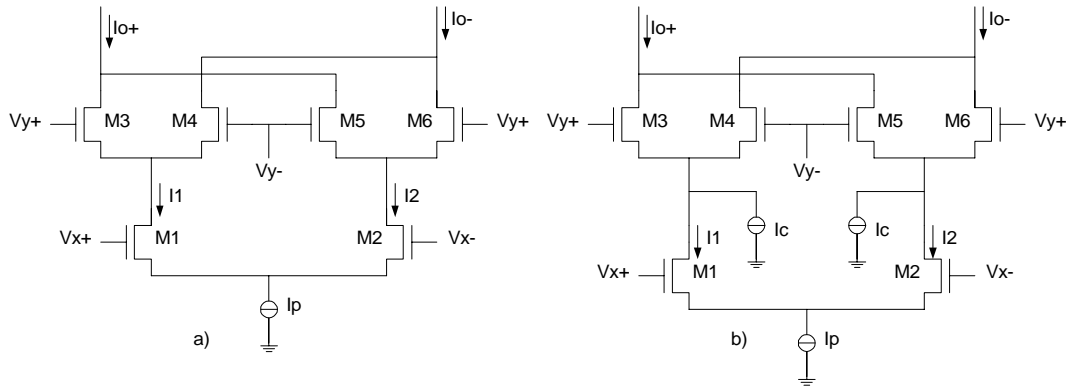


Fig. 47 Multiplicador de Gilbert: a) célula básica, b) célula corrigida

O multiplicador de Gilbert é um dos circuitos mais conhecidos no mundo da electrónica analógica [All87, Mea89, Mey93, Qin87]. Tendo sido desenvolvido originalmente para aplicações em tecnologias bipolares, o conceito foi estendido às tecnologias CMOS [Mea89]. Na figura 47 a) representa-se a célula base do multiplicador de Gilbert em CMOS. Nesta figura podem-se identificar três pares diferenciais que implementam a operação de multiplicação. Admitindo que os transístores M1 e M2 tem transcondutância  $k_1$ , os transístores M3, M4, M5 e M6  $k_2$  e que todos os transístores funcionam na saturação sobre o regime de inversão forte, pode-se escrever as seguintes equações referentes aos pares diferenciais M4, M5 e M6, M7:

$$\begin{cases} I_3 + I_4 = I_1 \\ V_{gs3} - V_{gs4} = V_{y+} - V_{y-} = V_y \end{cases} \wedge \begin{cases} I_5 + I_6 = I_2 \\ V_{gs6} - V_{gs5} = V_{y+} - V_{y-} = V_y \end{cases} \quad (3.102)$$

Resolvendo estes sistemas de equações em ordem às correntes de dreno  $I_3$ ,  $I_4$ ,  $I_5$  e  $I_6$  obtém-se:

$$\begin{cases} I_{3,4} = \frac{I_1}{2} \pm \frac{\sqrt{2k_2}}{2} V_y \sqrt{I_1} \sqrt{1 - \frac{k_2 V_y^2}{2I_1}} \\ I_{5,6} = \frac{I_2}{2} \pm \frac{\sqrt{2k_2}}{2} V_y \sqrt{I_2} \sqrt{1 - \frac{k_2 V_y^2}{2I_2}} \end{cases} \quad (3.103)$$

admitindo que a gama de tensão de entrada  $V_y$  é limitada de forma a ter,

$$\frac{k_2 V_y^2}{2I_{1,2}} \ll 1 \quad (3.104)$$

pode-se exprimir a corrente diferencial de saída pela seguinte equação,

$$\Delta I_o = I_{o+} - I_{o-} = (I_3 + I_5) - (I_4 + I_6) \approx \sqrt{2k_2} V_y (\sqrt{I_1} - \sqrt{I_2}) \quad (3.105)$$

O par diferencial M1, M2 relaciona as tensões  $V_{gs}$  de M1 e M2 com a tensão de entrada  $V_x$  da seguinte forma,

$$\sqrt{I_1} - \sqrt{I_2} = \sqrt{k_1} (V_{x+} - V_{x-}) = \sqrt{k_1} V_x \quad (3.106)$$

substituindo a equação (3.106) na equação (3.105) resulta,

$$\Delta I_o \approx \sqrt{2k_1 k_2} V_x V_y \quad (3.107)$$

A equação (3.107) mostra que a célula de Gilbert implementa com efeito a operação de multiplicação, desde que as tensões de entrada respeitem os limites expressos na equação (3.104). No caso da tensão  $V_x$  (no par diferencial M1, M2), esta equação será válida substituindo  $k_2$  por  $k_1$  e  $I_{1,2}$  por  $I_p$ .

É possível aumentar a gama dinâmica da entrada  $V_y$  através de esquemas de correcção da não linearidade existente nas equações do sistema (3.103). Esta correcção consiste em levantar a condição imposta em (3.104) sob a qual foi possível estabelecer a operação de multiplicação deste circuito. Tal esquema de correcção encontra-se representado na figura 47 b). A introdução das duas fontes de corrente  $I_c$  torna possível este procedimento. Substituindo nas equações dos sistemas (3.102), as correntes  $I_1$  e  $I_2$  por  $I_1 + I_c$  e  $I_2 + I_c$  respectivamente, obtém-se para  $I_3$  (por exemplo),

$$I_3 = \frac{I_1 + I_c}{2} \pm \frac{1}{8} \sqrt{-16k_2^2 V_y^4 + 32k_2 I_1 V_y^2 + 32k_2 I_c V_y^2} \quad (3.108)$$



equacionando em (3.108) os termos em  $I_c$  e  $V_y^4$  pode-se concluir que estes se cancelam se a corrente  $I_c$  for dada por,

$$I_c = \frac{k_2 V_y^2}{2} \quad (3.109)$$

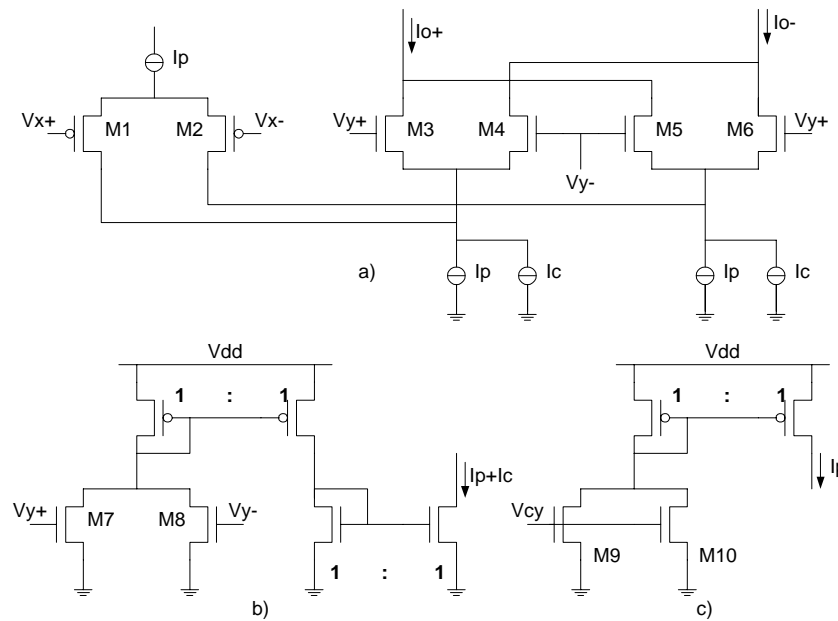


Fig. 48 Multiplicador de Gilbert desdobrado

Na figura 48 mostra-se o circuito do multiplicador de Gilbert completo. A figura 48 a) mostra a célula de Gilbert desdobrada. O desdobramento do par diferencial M1, M2 torna possível maiores excursões dos sinais em modo comum nas entradas  $V_x$  e  $V_y$ , bem como torna o circuito mais adaptado ao funcionamento com baixas tensões de alimentação. Este desdobramento também poderia ter sido aplicado nos pares diferenciais M3, M4 e M5, M6 [Mea89]. Os circuitos das figuras 48 b) e c) implementam as correntes necessárias ao esquema de correcção antes discutido. Admitindo que os transistores M7, M8, M9 e M10 tem as mesmas dimensões dos transistores M3 a M6, pode-se demonstrar facilmente que a corrente  $I_c$  é dada pela equação (3.109). Considerando que a corrente  $I_p$  mostrada nas figuras 47 a) e b) pode ter um valor arbitrário, apenas limitado pelos requisitos de projecto

e que as tensões de entrada  $V_x$  e  $V_y$ , são tensões diferenciais com componentes comuns  $V_{cx}$  e  $V_{cy}$  respectivamente, pode-se escrever para  $V_{y+}$  e  $V_{y-}$ ,

$$\begin{cases} V_{y+} = V_{cy} + \frac{V_y}{2} \\ V_{y-} = V_{cy} - \frac{V_y}{2} \end{cases} \quad (3.110)$$

Aplicando este resultado ao circuito da figura 48 b) verifica-se facilmente que a corrente de saída  $I_p + I_c$  é dada por,

$$I_p + I_c = 2k_2 (V_{cy} - V_T)^2 + \frac{k_2 V_y^2}{2} \quad (3.111)$$

O circuito da figura 48 c) gera a corrente de polarização do multiplicador, tornando esta dependente da tensão em modo comum da entrada  $V_y$ , ou seja, confere ao multiplicador completo características de polarização adaptativa. O valor da corrente  $I_p$  é dado por,

$$I_p = 2k_2 (V_{cy} - V_T)^2 \quad (3.112)$$

resultando para  $I_c$  o valor desejado expresso em (3.109).

O desdobramento do par diferencial M1, M2 implica na operação de multiplicação uma inversão de polaridade da entrada  $V_x$ , sendo a corrente diferencial de saída expressa por,

$$\Delta I_o = -\sqrt{2k_1 k_2} V_x V_y \quad (3.113)$$

Comparando as equações (3.107) e (3.113) verifica-se que a configuração do multiplicador corrigido elimina a aproximação patente em (3.104).

A figura 49 mostra como se pode fazer a conversão da corrente diferencial de saída numa tensão diferencial com valor médio  $V_r$ , empregando apenas alguns espelhos de corrente. Note-se que o dimensionamento destes espelhos de corrente pode limitar a excursão de saída dos sinais, bem como afectar a linearidade da resposta. Pensou-se contudo ser desaconselhado o usos de espelhos de corrente *cascode*, pois o efeito sobre a linearidade da

resposta não justifica nem o aumento de complexidade, nem a perda de gama dinâmica envolvida.

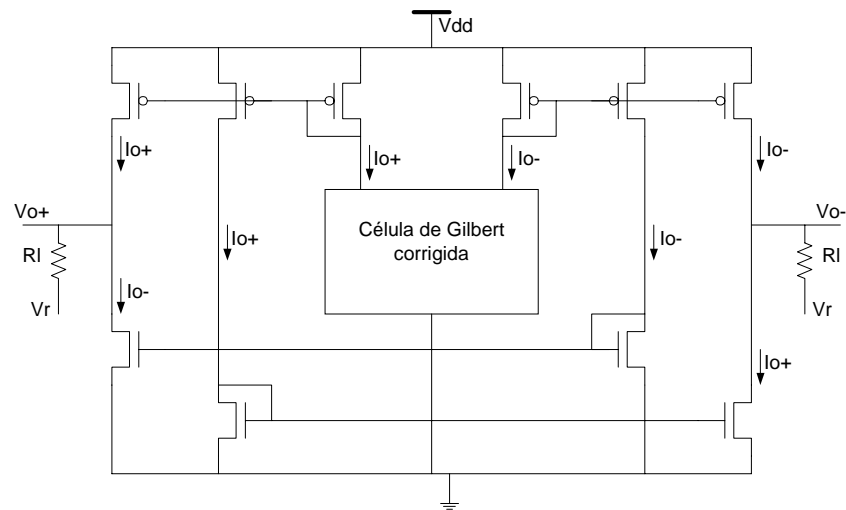


Fig. 49 Multiplicador de Gilbert com saídas diferenciais de tensão

O desempenho deste tipo de multiplicadores é bastante afectado pelos efeitos secundários de operação do transistor MOS, sendo os mais relevantes os efeitos de modulação da largura do canal e redução da mobilidade efectiva. De uma forma geral pode-se demonstrar que estes efeitos secundários resultam na introdução de produtos de intermodulação na tensão diferencial de saída [Son90]. A atenuação destes efeitos secundários nem sempre é exequível. No caso do efeito da modulação da largura do canal, pode-se minorar a dependência desenhando transístores com  $L$  (largura do canal) grande, podendo isto significar um aumento substancial da área de *layout*. O efeito de redução da mobilidade efectiva é mais difícil de compensar pois a sua origem é muito dependente da tecnologia utilizada. É possível contudo cancelar alguns dos termos de intermodulação introduzidos utilizando técnicas semelhantes às expostas no estudo das malhas translineares.

### 3.4.2 Multiplicadores Baseados na Diferença de Quadrados

Os multiplicadores baseados no princípio da diferença de quadrados são outro tipo de multiplicadores bastante utilizados [Son90, Kim94, Kim95, Kim96, Fin87, Liu96a]. Nesta secção analisa-se apenas um exemplo desta técnica devido à sua fácil implementação. De uma forma geral a técnica da diferença de quadrados exige uma grande complexidade

adicional [Son90], pois é necessário empregar quadradores de sinal, bem como circuitos somadores e substractores.

Observe-se a equação (3.114),

$$(V_1 + V_2)^2 - (V_1 - V_2)^2 = 4V_1V_2 \quad (3.114)$$

O resultado é uma limitação da aplicabilidade desta técnica a circuitos com fraco desempenho em termos de resposta em frequência. No multiplicador a seguir apresentado os autores [Son90] eliminaram a necessidade dos circuitos de soma e subtracção, apresentando um circuito quadrador conceitualmente simples e capaz de integrar as operações de soma ou subtracção, como se irá demonstrar.

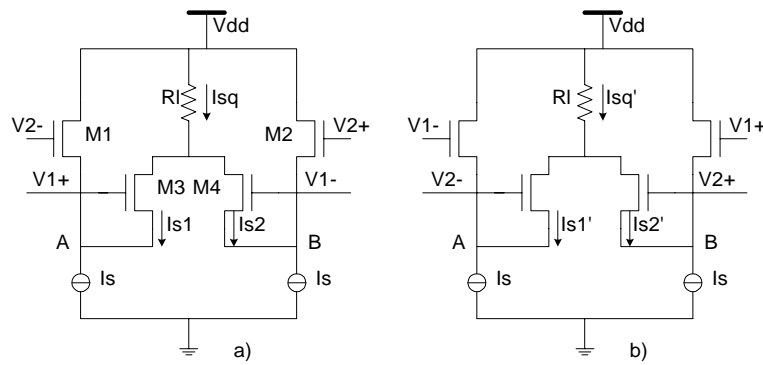


Fig. 50 Quadradores de tensão

Na figura 50 estão representados dois circuitos quadradores de tensão. Na figura 50 a) um quadrador que implementa o quadrado da soma de  $V_1$  com  $V_2$  e na figura b) o mesmo circuito, tendo-se arranjado as tensões de entrada de forma a ter o quadrado da diferença de  $V_1$  com  $V_2$ . No circuito da figura 50 a) os transístores M1 e M2 actuam como seguidores de fonte, transferindo a tensão aplicada na porta para o nodo da fonte. Os transístores M3 e M4 actuam como quadradores da tensão  $V_{gs}$ . Admitindo que: todos os transístores estão saturados e funcionam em regime de inversão forte; e ainda que as razões comprimento largura dos transístores M1 e M2  $(W/L)_1$  são muito superiores às dos transístores M3 e M4  $(W/L)_2$ ; pode-se dizer que a corrente nos transístores M3 e M4 é muito menor quando comparada com a corrente de polarização  $I_s$ . Desta forma pode-se admitir que a tensão  $V_{gs}$  dos transístores M1 e M2 é aproximadamente constante, resultando numa transferência

linear da tensão aplicada na porta destes transístores para a fonte (nodos A e B). Considerando que as tensões diferencias de entrada  $V_1$  e  $V_2$  têm a mesma tensão de modo comum, ou seja,  $V_s \pm V_1/2$  e  $V_s \pm V_2/2$  respectivamente, pode-se exprimir a corrente de saída por;

$$I_{sq} = I_{s1} + I_{s2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_2 \left[ \left( V_s + \frac{V_1}{2} - V_s + \frac{V_2}{2} + V_{gs1} - V_T \right)^2 + \left( V_s - \frac{V_1}{2} - V_s - \frac{V_2}{2} + V_{gs2} - V_T \right)^2 \right] \quad (3.115)$$

Sendo  $V_{gs1}$  e  $V_{gs2}$  as tensões entre a porta e a fonte dos transístores M1 e M2, que são dadas por,

$$V_{gs1} = V_{gs2} = \sqrt{\frac{2}{\mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_1} I_{sf}} + V_T \quad (3.116)$$

sendo,

$$I_{sf} = \frac{\left( \frac{W}{L} \right)_1}{\left( \frac{W}{L} \right)_1 + \left( \frac{W}{L} \right)_2} I_s \quad (3.117)$$

Em (3.117) assume-se que a variação da corrente  $I_{sf}$  com a tensão de entrada é negligenciável. Substituindo a equação (3.117) na equação (3.115) obtém-se,

$$I_{sq} = \frac{1}{4} \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_1 + V_2)^2 + I_{dsq} \quad (3.118)$$

com,

$$I_{dsq} = 2 \frac{\left( \frac{W}{L} \right)_2}{\left( \frac{W}{L} \right)_1} I_{sf} = 2 \frac{\left( \frac{W}{L} \right)_2}{\left( \frac{W}{L} \right)_1 + \left( \frac{W}{L} \right)_2} I_s \quad (3.119)$$

A corrente  $I_{dsq}$  representa a corrente DC de polarização dos transístores M3 e M4 e é muito baixa por se ter assumido que  $(W/L)_2 \ll (W/L)_1$ .

De forma semelhante para o circuito da figura 50 b), pode-se demonstrar que o quadrado da diferença é obtido trocando a polaridade de uma das entradas no circuito da figura 50 a). Contudo na figura 50 b) trocou-se mais que a polaridade de uma das entradas, trocaram-se também os dois portos de entrada  $V_1$  e  $V_2$ . Esta troca justifica-se pela facto de que é desejável do ponto de vista do multiplicador da figura 51 ter entradas com as mesmas características, ou seja, com os mesmos níveis DC, mesma largura de banda e mesma linearidade. A corrente de saída deste quadrador é dada pela seguinte equação,

$$\begin{aligned} I'_{sq} &= \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_2 \left[ (V_{gs3} - V_T)^2 + (V_{gs4} - V_T)^2 \right] \\ &= \frac{1}{4} \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_1 - V_2)^2 + I_{dsq} \end{aligned} \quad (3.120)$$

As correntes de saída destes circuitos quadradores não são afectadas pela componente comum das entradas diferenciais  $V_1$  e  $V_2$  desde que esta seja igual para as duas entradas.

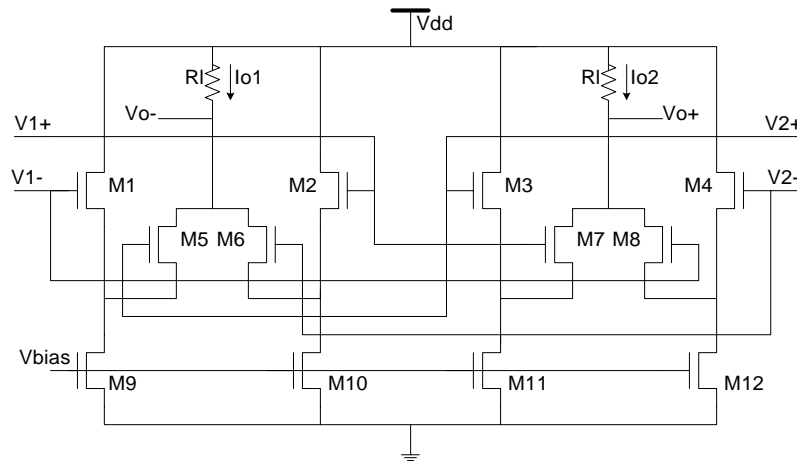


Fig. 51 Multiplicador de quatro quadrantes

A multiplicação pode ser conseguida como se expôs em (3.114), pela diferença entre o quadrado da soma e o quadrado da diferença das entradas. A figura 51 mostra como se pode conseguir esta diferença, sendo a tensão diferencial de saída expressa por,

$$V_o = R_l (I_{o2} - I_{o1}) = \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_2 R_l V_1 V_2 \quad (3.121)$$

Os termos  $I_{dsq}$  representam a componente comum das saídas e cancelam-se quando a saída é olhada sob a forma diferencial.

É importante no projecto deste multiplicador olhar para as limitações da gama dinâmica das entradas  $V_1$  e  $V_2$ . Basicamente a limitação da gama dinâmica surge pelo facto de os transístores deixarem de funcionar na saturação. Neste circuito podem ocorrer duas situações possíveis:

- i) os transístores M3 e M4 podem entrar ao corte quando as tensões  $|V_1|$  e  $|V_2|$  aumentam. Logo a tensão  $V_{gs}$  nestes transístores deve ser sempre superior a  $V_T$  de forma a garantir a operação correcta destes transístores. Desta forma a gama dinâmica das tensões  $V_{gs}$  em M3 e M4 é limitada pela equação (3.122),

$$|V_1 + V_2| \leq 2 \sqrt{\frac{2}{\mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_1 + \left( \frac{W}{L} \right)_2} \frac{I_s}{}} = 2V_{gs1} \text{ ou } 2V_{gs2} \quad (3.122)$$

A equação (3.122) mostra que a gama dinâmica de entrada é limitada pela tensão  $V_{gs}$  dos transístores M1 e M2, isto porque a tensão nos pontos A e B é determinada por estas quedas de tensão quando se admite que  $(W/L)_2 \ll (W/L)_1$ .

- ii) Por outro lado uma resistência de carga  $R_l$ , demasiado elevada pode levar a que os transístores M3 e M4 entrem na zona linear antes do corte. Nesta situação a gama dinâmica é limitada por,

$$\begin{cases} \pm \frac{1}{2} V_1 + \frac{1}{4} R_l \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_1 + V_2)^2 \leq V_{dd} - V_s + V_T - R_l I_{dsq} \\ \pm \frac{1}{2} V_2 + \frac{1}{4} R_l \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_1 - V_2)^2 \leq V_{dd} - V_s + V_T - R_l I_{dsq} \end{cases} \quad (3.123)$$

### 3.4.3 Outras Técnicas

Foram investigadas outras técnicas de projecto de multiplicadores que apesar de não revelarem interesse particular para a aplicação em causa, são dignas de ser mencionadas. De uma forma geral grande parte dos circuitos incluídos nesta secção podem ser dispostos nas seguintes categorias:

- Multiplicadores baseados em elementos de transcondutância lineares – esta categoria é caracterizada por um conjunto de multiplicadores com elevada linearidade e baixa distorção harmónica [Bul86, Won86]. Resultam de uma forma geral em circuitos demasiado complexos e consequentemente com baixas larguras de banda.
- Multiplicadores baseados em técnicas de realimentação cruzada – Esta técnica distingue-se das anteriores por empregar pares diferenciais com realimentação cruzada. Os pares diferenciais com realimentação cruzada são também aplicados como se viu na célula base do multiplicador de Gilbert; contudo nesta categoria os pares diferenciais exploram o funcionamento do transístor na zona linear, ou usam conceitos de polarização adaptativa (basicamente a junção comum das fontes dos transístores no par diferencial não é um ponto de potencial fixo) [Kim92, Liu93, Liu94, Liu95a].
- Multiplicadores com grande largura de banda – Exploram o funcionamento dos transístores na zona de saturação, combinando em número adequado os termos quadráticos necessários para produzir a multiplicação, regra geral utilizando princípios semelhantes ao da diferença de quadrados. A sua área de aplicação é essencialmente a construção de misturadores de RF [Deb98].
- Multiplicadores adequados a redes neuronais – Este tipo de multiplicadores apresenta baixa linearidade e baixas gamas dinâmicas, em parte por se basearem na operação linear ou na inversão fraca dos transístores MOS. De uma forma geral apresentam configurações simples e de fácil integração [Ngo92, Sax94].
- Multiplicadores adequados a aplicações com baixas tensões de alimentação – Exploram essencialmente técnicas de realimentação cruzadas e conceitos de funcionamento no domínio das correntes, como por exemplo malhas translineares.



Trocam as grandes larguras de banda pelas alimentações baixas e por um aumento de complexidade [Lin98, Giu98, Liu94b, Liu96b].

### 3.5 CIRCUITOS DIVISORES

Durante a fase de busca bibliográfica foram encontradas configurações capazes de implementar a divisão de forma directa [Kha89, Liu95d]. Nesta secção apresenta-se um destes circuitos devido à sua aparente simplicidade.

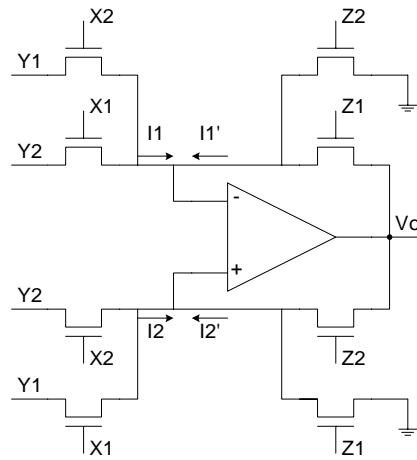


Fig. 52 Divisor de tensão

A figura 52 mostra um circuito capaz de implementar as operações de divisão e multiplicação. O seu funcionamento baseia-se num amplificador operacional e em oito transístores MOS polarizados na zona linear sob o regime de inversão forte. Admitindo que os quatro transístores de entrada são desenhados com a razão  $(W/L)_i$  e que os quatro transístores de saída são desenhados com  $(W/L)_o$ , pode-se escrever para a corrente diferencial de entrada  $I_1 - I_2$ ,

$$I_1 - I_2 = \mu C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_i (Y_1 - Y_2)(X_1 - X_2) \quad (3.124)$$

e para a corrente diferencial de saída  $I'_1 - I'_2$ ,

$$I'_1 - I'_2 = \mu C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)_o V_o (Z_1 - Z_2) \quad (3.125)$$

Impondo a condição de que as correntes nas entradas do amplificador operacional são nulas, obtém-se  $I_1 - I_2 = I'_1 - I'_2$ , igualando então as equações (3.125) (3.126) obtém-se,

$$V_o = \left[ \frac{(W/L)_i}{(W/L)_o} \right] \frac{\Delta_Y \Delta_X}{\Delta_Z} \quad (3.127)$$

onde  $\Delta_X = X_1 - X_2$ ,  $\Delta_Y = Y_1 - Y_2$  e  $\Delta_Z = Z_1 - Z_2$  são as tensões diferenciais de entrada. A equação (3.127) revela que este circuito pode executar a multiplicação de quatro quadrantes entre as entradas  $X$  e  $Y$  (mantendo a tensão  $\Delta_Z$  fixa), ou a divisão de  $X$  (ou  $Y$ ) por  $Z$  (mantendo a tensão  $\Delta_Y$  (ou  $\Delta_X$ ) fixa). Para assegurar a operação correcta do circuito é necessário garantir a polarização adequada dos oito transístores, ou seja,

$$\begin{cases} Y_1, Y_2 \leq \min[X_1 - V_T, X_2 - V_T] \\ V_o \leq \min[Z_1 - V_T, Z_2 - V_T] \end{cases} \quad (3.128)$$

### 3.6 ESTUDO COMPARATIVO DAS TÉCNICAS ESTUDADAS

De entre todas as técnicas antes expostas foi preciso escolher a mais adequada à implementação do circuito de medição de relação sinal ruído. Nesta escolha foram tomados em consideração diversos aspectos:

- Regime de operação dos transístores – Optou-se por circuitos com transístores a operar no regime de inversão forte em saturação por três motivos:
  1. os modelos de simulação electrónica disponíveis não se encontram otimizados para o projecto de circuitos na inversão fraca ou na zona linear. Sendo as garantias de sucesso maiores se se usar o regime de inversão forte na zona de saturação;
  2. o regime de inversão fraca em particular impõe sérias restrições de largura de banda não adequadas a este medidor de relação sinal ruído;
  3. e o funcionamento na zona linear limita fortemente as gamas dinâmicas dos circuitos envolvidos.

- Gamas dinâmicas disponíveis – Como se viu no capítulo 2 o circuito de medição de relação sinal ruído deve implementar uma gama dinâmica elevada (cerca de 50dB para a entrada da corrente de ruído e 20dB para a entrada de sinal).
- Largura de banda – A largura de banda dos circuitos envolvidos é particularmente importante para os circuitos que operam sobre as entradas de sinal. Neste caso devem-se esperar larguras de banda semelhantes à do amplificador de transimpedância. No caso dos circuitos que operam sobre a corrente de ruído o problema da largura de banda não é tão determinante.
- Consumo total – Tendo em vista a integração desta unidade de medição de relação sinal ruído em receptores sectorizados com mais que dois sectores, o problema da redução do consumo torna-se bastante determinante. Na maioria dos casos o consumo não é determinado unicamente pelos elementos base de processamento, pois existem sempre associadas unidades de condicionamento e amostragem dos sinais.
- Área de *layout* – A área de *layout* é um parâmetro importante quando se visa a integração desta unidade em receptores com mais que dois sectores de recepção, tal como o consumo.

Tendo em conta estas considerações, julgou-se que as técnicas mais adequadas à implementação da unidade de medição de relação sinal ruído seriam usar conceitos de realimentação não-linear para construir um divisor e usar como elemento base da multiplicação um multiplicador de Gilbert. Esta abordagem garante a melhor solução em termos de gamas dinâmicas disponíveis, largura de banda suficiente, funcionamento dos transístores em regime de inversão forte sobre a condição de saturação, sendo o consumo e área totais determinados maioritariamente pelos circuitos de amostragem e condicionamento de sinal. Outra vantagem explorada nesta técnica, é a facilidade com que se consegue obter uma unidade totalmente diferencial. Os detalhes de projecto deste circuito são apresentados no capítulo seguinte.



## 4 PROJECTO DO MEDIDOR DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO

Neste capítulo descreve-se o circuito medidor de relação sinal ruído implementado. São analisados resultados de simulação referentes aos blocos constituintes deste circuito, bem como resultados de simulação do circuito completo, mostrando o desempenho conforme do mesmo.

As razões que podem provocar comportamentos oscilatórios ou mau funcionamento de um modo geral de um circuito integrado são várias. É dever do projectista prever dentro do possível todas as situações que possam originar estes maus funcionamentos. As simulações realizadas durante a fase de projecto deste circuito contemplam situações extremas de funcionamento, nomeadamente: o arranque do circuito, a presença de ruído na alimentação, e problemas causados por variações no processo de fabrico (através dos modelos de simulação disponibilizados pela AMS).

### 4.1 DIAGRAMA DE BLOCOS GERAL

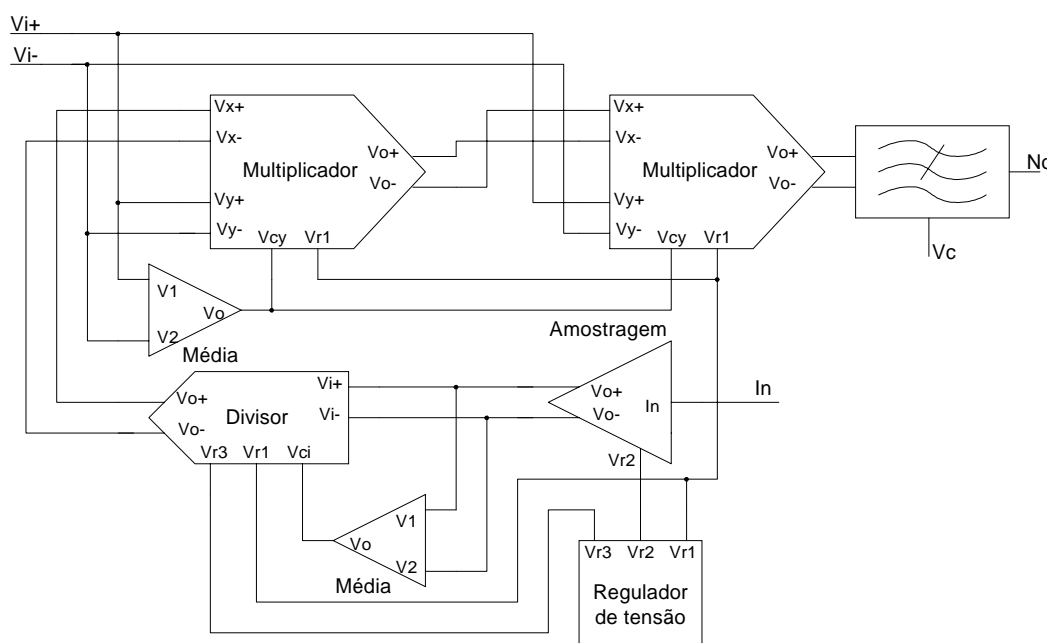


Fig. 53 Diagrama de blocos do medidor de relação sinal ruído

A figura 53 representa o diagrama de blocos do medidor de relação sinal ruído implementado. Este circuito possui cinco blocos principais: dois multiplicadores de quatro

quadrantes, um divisor, um circuito de amostragem da corrente de ruído e um filtro passa baixo. A amostragem da corrente de ruído  $I_n$  é feita por um conversor linear de corrente em tensão. A sua saída é utilizada como entrada de um divisor que produz um sinal proporcional a  $I/I_n$ . Este sinal é por sua vez multiplicado por  $v_i^2$ , obtendo-se assim uma saída proporcional a  $v_i^2/I_n$ , que, como se demonstrou em 2.2.2.5, é proporcional à relação sinal ruído. O filtro passa baixo é usado para obter uma estimativa média do sinal  $v_i^2/I_n$  e eliminar as componentes de alta frequência do sinal presentes em  $v_i^2$ .

Um pormenor importante deste circuito é o facto do sinal  $v_i$  ser aplicado às entradas  $V_y$  dos dois multiplicadores, quando se podia calcular primeiro  $v_i^2$  e obter o mesmo resultado multiplicando de seguida por  $I/I_n$ . Este procedimento justifica-se por dois motivos:

- O multiplicador utilizado consiste numa célula de Gilbert desdobrada que foi melhorado com uma técnica de correcção da não linearidade quadrática. Como se demonstrou em 3.5.1 esta técnica de correcção utiliza o valor médio presente nas entradas  $V_y$  (aqui representado pela entrada  $V_{cy}$  do multiplicador). Usando esta configuração (figura 53), só é necessário calcular uma vez o valor médio  $V_{cy}$ .
- Ainda que o multiplicador projectado possa ser empregue para calcular a quantidade  $v_i^2$  directamente, tal não é desejável. De facto a resposta deste multiplicador quando se usa o mesmo sinal nas duas entradas é deteriorada. Duas causas contribuem para este fenómeno; i) a resposta DC para sinais de amplitude muito baixa pode ser afectada pelas tensões de *offset*, ii) a largura de banda pode limitar o funcionamento das etapas seguintes, uma vez que se opera ao dobro da frequência fundamental.

## 4.2 DESCRIÇÃO DOS BLOCOS CONSTITUINTES

Descrevem-se agora os vários blocos constituintes deste medidor de relação sinal ruído. Das configurações apresentadas no capítulo 3, escolheu-se: um multiplicador de quatro quadrantes baseado na célula de Gilbert e um divisor aplicando conceitos de realimentação não linear (um multiplicador aplicado na malha de realimentação de um amplificador diferencial).

São também usados neste circuito: um filtro passa baixo de tempo contínuo, um regulador de tensão série (que produz as tensões de referência necessárias), um conversor linear de corrente em tensão e um circuito para extrair a média entre dois sinais.

#### 4.2.1 Multiplicador

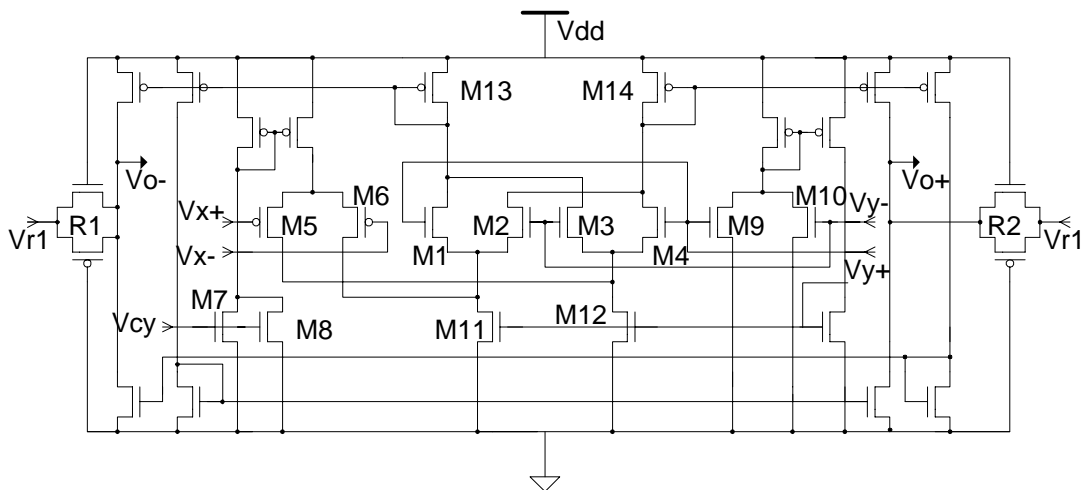


Fig. 54 Multiplicador de Gilbert de quatro quadrantes

Numa célula de Gilbert convencional a gama linear de funcionamento é limitada pelas correntes nos pares diferenciais e pela transconductância dos mesmos. Na figura 54 representa-se o multiplicador projectado para esta aplicação. Este baseia-se numa célula de Gilbert desdobrada. O desdobramento do par diferencial formado pelos transístores M5 e M6 dos pares diferenciais M1 – M2 e M3 – M4, tem como objectivo tornar as excursões de modo comum das entradas  $V_x$  e  $V_y$  idênticas, o que não acontece num multiplicador de Gilbert convencional. Foram usados dois pares diferenciais adicionais com o intuito de corrigir a não linearidade quadrática comum neste tipo de multiplicadores. Esta correcção é conseguida através de um esquema que pode-se comparar a uma polarização adaptativa, isto porque se torna a corrente no multiplicador determinada simultaneamente pela tensão diferencial  $V_y$  (usando os transístores M9 e M10) e pelo valor médio da mesma (usando os transístores M7 e M8), aqui denominado  $V_{cy}$ . Esta correcção não é aplicada às duas entradas do multiplicador. A entrada  $V_x$  apresenta ainda alguma não linearidade, contudo o efeito sobre o desempenho do circuito é menor que no caso da entrada  $V_y$ . A corrente de

saída diferencial é tirada nos transístores M13 e M14, é dada pela equação (4.1) dentro da gama linear de funcionamento.

$$I_{od} = \sqrt{2k_1 k_2} V_x V_y \quad (4.1)$$

Sendo  $k_1$  e  $k_2$  as transconductâncias dos transístores M1 a M4 e M5, M6 respectivamente.

Esta corrente é espelhada e combinada em duas saídas diferenciais, onde é convertida para tensão pelas resistências R1 e R2, implementadas com dois transístores em paralelo (um PMOS e um NMOS).

A tabela seguinte resume as razões comprimento largura dos transístores utilizados.

Tabela 2 Dimensionamento dos transístores do Multiplicador

Transístores	Razão W/L
M1-M4, M7-M10	3μm/3μm
M5, M6	7,5μm/3μm
M11, M12	15μm/2μm
M13, M14	30μm/2μm
R1 (NMOS)	3μm /7,9μm
R2 (PMOS)	7,5μm/7,9μm
Restantes PMOS	30μm/2μm
Restantes NMOS	15μm/2μm



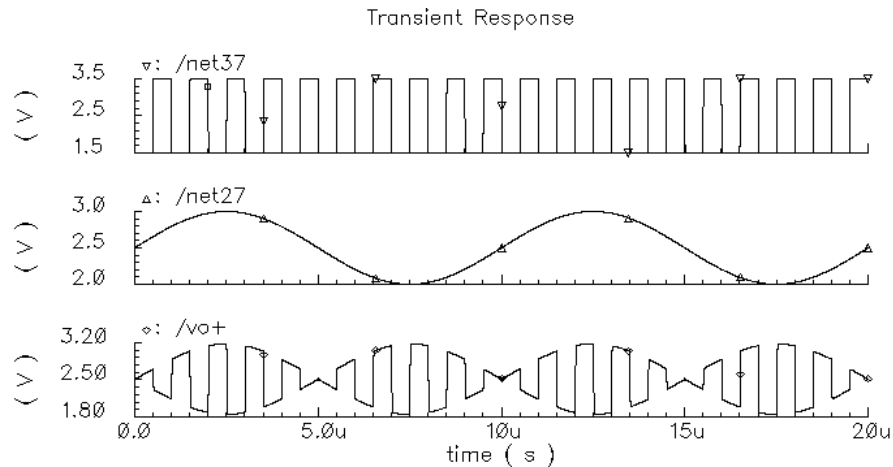
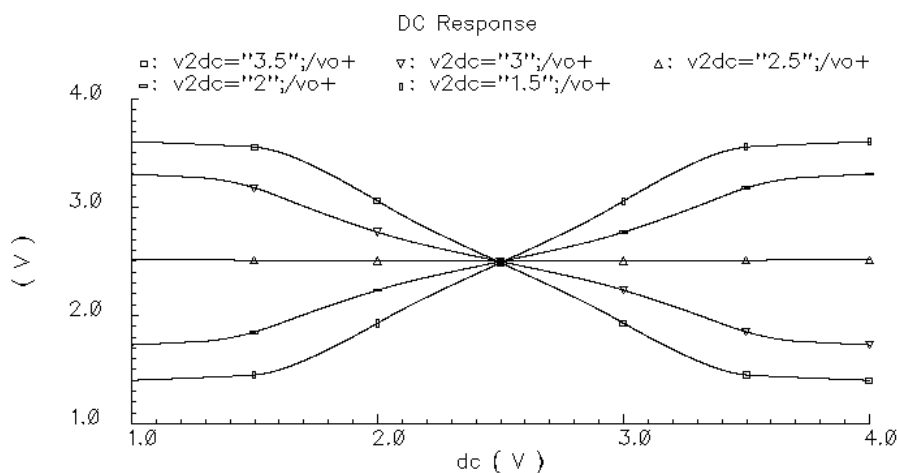


Fig. 55 Resposta transiente do multiplicador

As figuras 55, 56 e 57 mostram resultados de simulação deste multiplicador. Na figura 55 mostra-se o desempenho transiente do multiplicador, usado como modulador de amplitude. Numa das entradas foi aplicado um sinal sinusoidal de 100KHz e na outra entrada uma portadora quadrada com frequência de 1MHz. O sinal de saída é o produto AM dos dois sinais de entrada, que como se pode ver na figura, apresenta um índice de modulação de 100%.


 Fig. 56 Resposta DC do Multiplicador com varrimento constante em  $V_x$

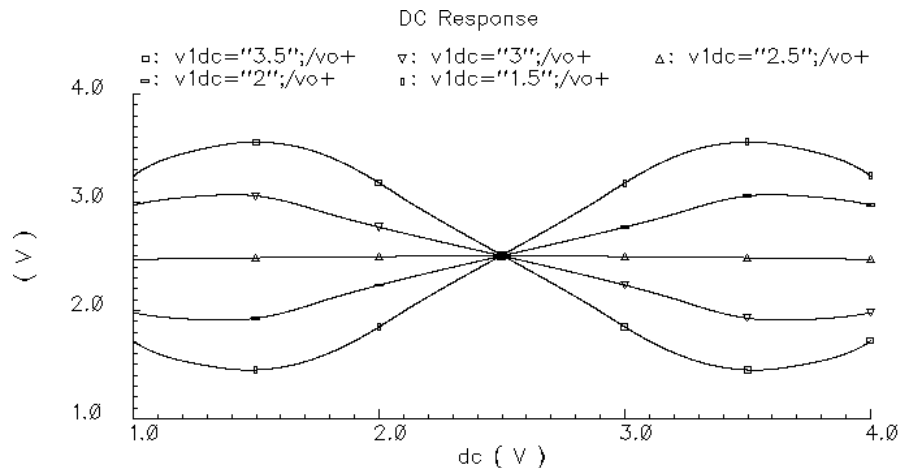


Fig. 57 Resposta DC do multiplicador com varrimento constante em  $V_y$

As figuras 56 e 57 mostram o desempenho DC do multiplicador. Na figura 56 aplicaram-se várias tensões diferenciais fixas na entrada  $V_y$  e variou-se linearmente a entrada  $V_x$ . Pode-se notar a elevada linearidade da resposta para tensões  $V_x$  entre 1.5V e 3.5V; tensões fora desta gama saturam o multiplicador. Na figura 57 inverteram-se os papéis das entradas, sendo agora  $V_y$  variada linearmente. Mais uma vez pode-se notar a linearidade dentro da mesma gama de tensões (1.5V a 3.5V), facto que não seria possível se se usasse um multiplicador de Gilbert não desdobrado.

Foram executadas simulações com modelos de funcionamento extremo, nomeadamente foram consideradas três situações:

- Modelo típico – Usado durante toda a fase de projecto e avaliação de circuitos. Este modelo do transistor é obtido através dos valores médios dos parâmetros extraídos em diversas amostras diferentes.
- Modelo de pior potência – Este modelo representa um caso extremo apresentado pelo estudo estatístico dos parâmetros extraídos. Neste caso o comportamento dos circuitos pode ser aproximado por uma situação em que se aumentasse a tensão de alimentação.
- Modelo de pior velocidade – Tal como o modelo de pior potência, este modelo representa o caso extremo de perda de largura de banda dos circuitos produzidos.

No caso do multiplicador interessava analisar fundamentalmente possíveis variações da gama dinâmica e da tensão de *offset*. A largura de banda não foi um parâmetro determinante no projecto deste circuito, dado que a sua aplicação não exigia funcionamento a altas frequências. A tabela seguinte resume os resultados obtidos na simulação com estes modelos, replicando a situação das figuras 56 e 57.

Table 3 Resultados de simulação referentes à gama dinâmica e tensão de *offset* no multiplicador

Modelo de Simulação	Varrimento linear em $V_x$		Varrimento linear em $V_y$	
	Gama dinâmica	<i>Offset</i>	Gama dinâmica	<i>Offset</i>
Típico	1.5 – 3.5V	-9.6mV	1.5 – 3.5V	2mV
Pior potência	1 – 4V	-14.8mV	1.45 – 3.55V	-5.2mV
Pior velocidade	1.6 – 3.4V	-2.6mV	1.65 – 3.35V	10.2mV

Estes resultados demonstram que a gama dinâmica de entrada pode exibir variações de  $\pm 150\text{mV}$  sobre os valores extremos do intervalo típico (1.5 a 3.5V). A tensão de *offset* pode exibir variações de  $\pm 15\text{mV}$ , sendo contudo possível compensar estas variações actuando na fonte de referência  $V_{rl}$  usada nas resistências de saída. Outras características importantes deste circuito encontram-se resumidas na tabela seguinte.

Table 4 Características importantes do multiplicador

Característica	Valor típico
Tempo de subida ( $t_{ri}$ de 1nS)	7.4nS
Tempo de descida ( $t_{rf}$ de 1nS)	7.7nS
Largura de banda (regime AC)	>20MHz
Gama dinâmica de entrada	2.5V $\pm$ 1V
Excursão de saída	2.5V $\pm$ 1V
Tensão de <i>offset</i>	2mV
Consumo de potência	6.6mW

### 4.2.2 Divisor

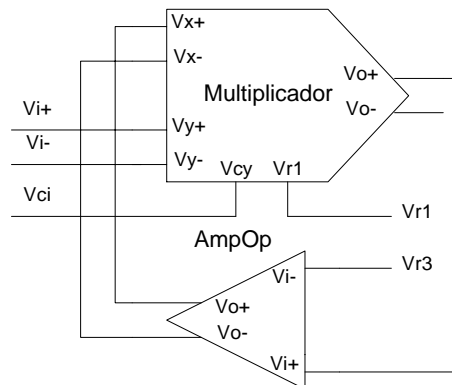


Fig. 58 Divisor

O divisor utilizado neste circuito foi implementado utilizando um multiplicador na malha de realimentação de um amplificador operacional. Esta configuração foi preferida a outras estudadas no capítulo 3 devido essencialmente ao seu baixo consumo de potência, quando comparado com o consumo de outras configurações projectadas para as mesmas condições pretendidas (a gama dinâmica de entrada pode apresentar variações de  $2\mu A$  a  $300\mu A$ ). Uma configuração bastante explorada foi o circuito apresentado na secção 3.1.1.4 do capítulo 3, mas este apresentava um consumo exagerado quando se requeria precisão sobre toda a gama dinâmica de entrada.

Esta configuração é porem susceptível a oscilações quando o sinal de entrada exhibe transições suficientemente rápidas. Este problema foi ultrapassado limitando a largura de banda do sinal de entrada. O sinal de entrada do divisor consiste na corrente inversa do fotodetector, que se presume ser uma corrente com variações no tempo muito lentas, nomeadamente provocadas pela iluminação ambiente. A limitação da largura de banda não apresenta pois grandes inconvenientes neste caso, em especial porque a limitação requerida pode-se estender até ao 2MHz de largura de banda. Esta limitação de banda é feita no andar de amostragem de ruído que será descrito à frente.

Associados ao divisor estão ainda dois circuitos: as fontes de referência e um circuito de extracção de média. Como se viu em 4.2.1 o multiplicador necessita da média do sinal ( $V_{ci}$ ) e de uma tensão de referência ( $V_{r1}$ ) para operar devidamente. Outra referência de tensão ( $V_{r3}$ ) estabelece o nível mínimo de saída do divisor (ajustado no caso presente para 2,5V).

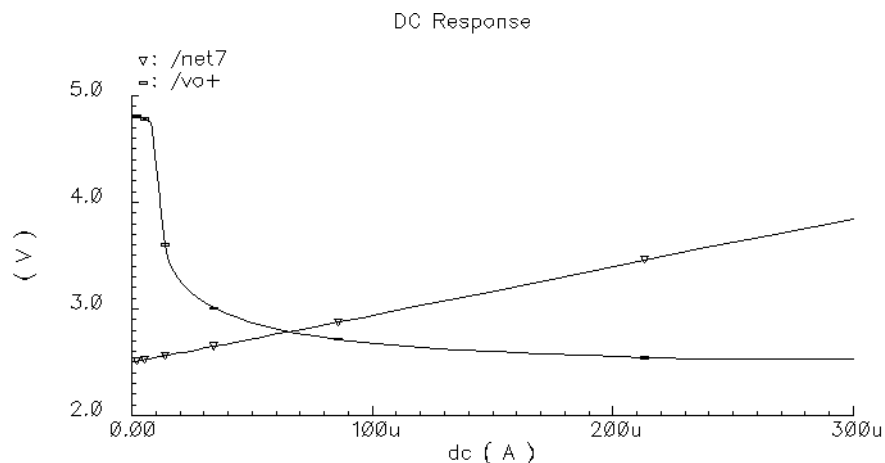


Fig. 59 Resposta DC do divisor

Na figura 59 mostra-se a resposta DC do circuito divisor, quando à sua entrada se aplica corrente com amplitude crescente entre  $2\mu\text{A}$  e  $300\mu\text{A}$ . O gráfico mostra a precisão com que é calculada a função inversa do sinal de entrada. O nível inferior de corrente, correspondente à situação de menor ruído no fotodetector, cai fora da gama de operação do divisor, representando para o mesmo a saturação do sinal de saída. A saturação do sinal na saída mantém-se até valores de corrente de entrada superiores a  $8\mu\text{A}$ . Admitiu-se aqui que esta ligeira alteração das especificações de entrada não era significativa para comprometer o bom desempenho do circuito divisor. O divisor será mais necessário para discriminar correctamente sinais que venham imersos em grandes níveis de ruído, ou seja, quando a corrente de ruído se aproximar de valores elevados (superiores a  $100\mu\text{A}$ ); nestes casos pode-se concluir que o divisor apresenta um comportamento adequado.

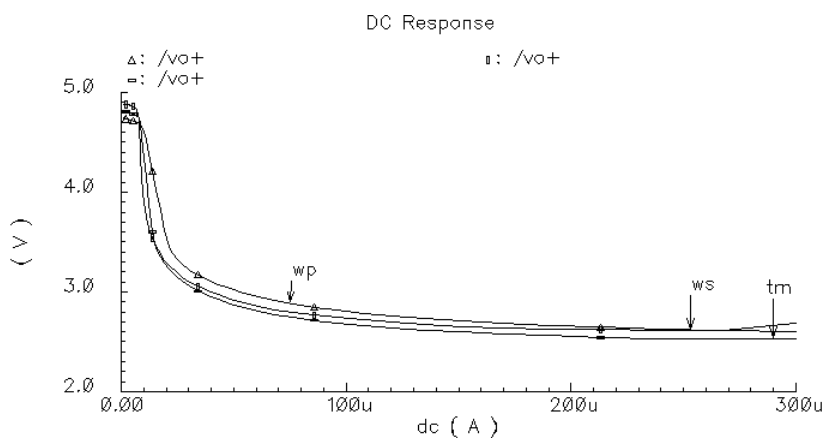


Fig. 60 Resposta DC do divisor com os diversos modelos de simulação

Na figura 60 mostram-se as variações da resposta DC do divisor quando se usam diferentes modelos de simulação. Exceptuando o caso do modelo de pior velocidade, no qual a resposta DC exhibe um crescimento não desejável no fim da gama, todos os restantes modelos demonstram que o circuito é suficientemente robusto à variação dos parâmetros do processo de fabrico. Esta robustez é também um resultado de utilizar-se configurações realimentadas em vez de implementações directas (mais sensíveis aos transístores utilizados). As pequenas flutuações de nível apresentadas resultam da fonte de referência utilizada, visto que esta é também dependente dos parâmetros dos transístores.

A figura 61 mostra a resposta transiente do divisor. Os sinais representados mostram a entrada (saída do bloco de amostragem de corrente de ruído) e a saída do divisor. A forma arredondada do sinal de entrada ilustra a limitação da largura de banda necessária. Na figura 62 mostra-se um caso ilustrativo da limitação da largura de banda. Nesta simulação usou-se uma corrente de entrada quadrada com patamares de  $3\mu\text{A}$  e  $300\mu\text{A}$  e tempo de subida de  $1\text{ns}$ . O amplificador de transimpedância usado na amostragem do ruído filtra o sinal, fazendo com que à entrada do divisor o tempo de subida seja suficiente para não provocar oscilações. Nota-se ainda neste caso uma ligeira oscilação que surge devido à transição rápida dos níveis de tensão na saída do divisor, mas desaparece depois devido à acção de filtragem introduzida. Note-se que esta simulação ilustra apenas um caso extremo que não surge na realidade: o ruído induzido no fotodetector não exhibe variações extremas com tempos de transição da ordem de  $1\text{ns}$ !

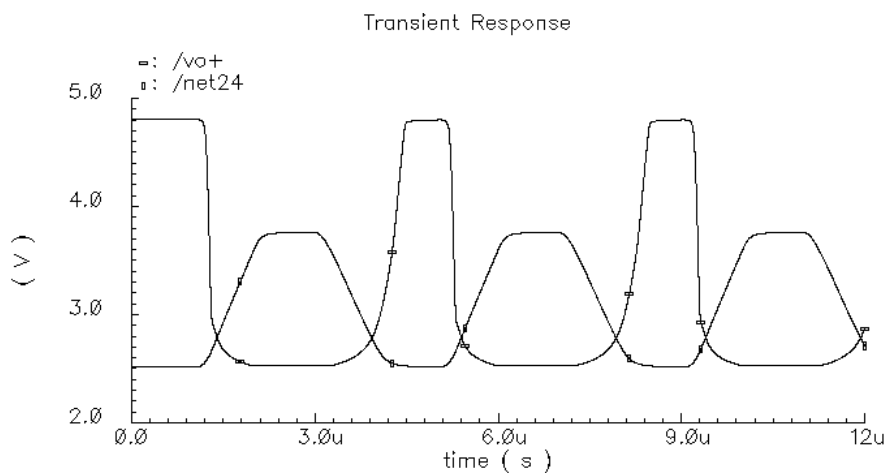


Fig. 61 Resposta transiente do divisor

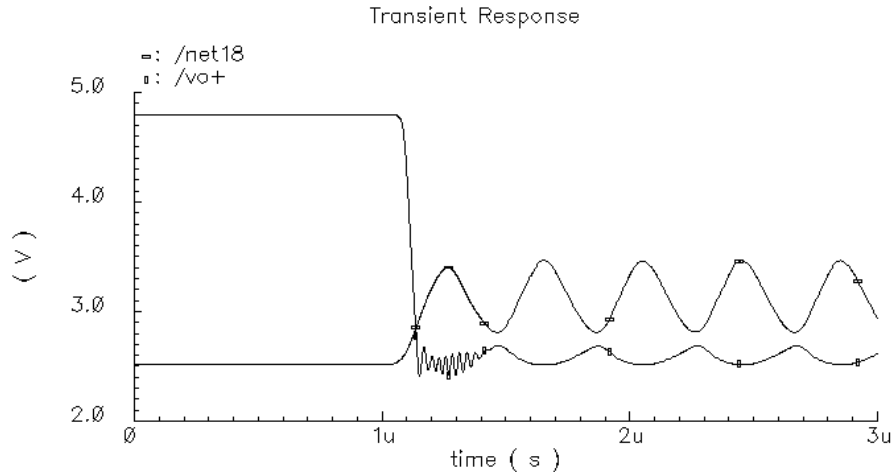


Fig. 62 Resposta transiente do divisor com tempo de subida de 1ns

O circuito projectado possui uma excursão de entrada diferencial de  $2.5V \pm 1V$ , a saída apresenta uma excursão de  $2.5V \pm 1.5V$ , o consumo de potência máximo não ultrapassa os 13mW e a largura de banda apresentada é limitada a 2MHz pelas questões de estabilidade discutidas.

#### 4.2.3 Filtro Passa Baixo

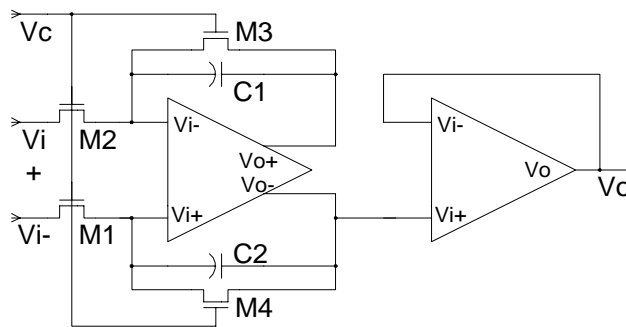


Fig. 63 Filtro Passa Baixo

O filtro passa baixo implementado usa quatro transístores NMOS com a porta controlada por uma mesma tensão exterior ( $V_c$ ) em vez de resistências de valor fixo [Fra94, Lak94, San95], como se representa na figura 63. Os condensadores C1 e os quatro transístores determinam a frequência de corte do filtro. A razão que levou a utilizar um filtro com frequência de corte controlável deve-se ao tipo dos sinais de entrada. De uma forma geral optou-se por utilizar sinais PPM na transmissão do sinal no meio óptico, principalmente

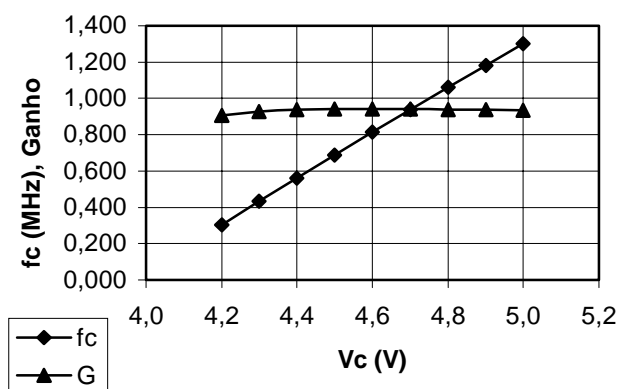
por este tipo de modulação prometer uma maior imunidade ao ruído e por possibilitar mecanismos de recuperação do sinal e sincronismo relativamente simples de implementar. Para este tipo de sinais (PPM) sabe-se que o *duty-cycle* não é de 50% como seria desejável no que respeita à medição da relação sinal ruído. Consoante o agrupamento de símbolos na modulação (PPM-2 ou PPM-4), o *duty-cycle* pode exibir variações grandes que não seriam devidamente comportadas no caso de se usar um filtro passa baixo com frequência de corte fixa. Um filtro com frequência de corte controlável permite ajustar a constante de tempo ao tipo de sinal utilizado, tornando a filtragem da medição da relação ruído mais eficiente.

O filtro foi dimensionado para uma frequência de corte máxima de 1.2MHz esta limitação estabelece o valor das capacidades C1 e C2 (figura 63). A variação da frequência de corte com a tensão  $V_c$  extrema pode atingir um máximo de uma década, sem comprometer o ganho do filtro. Idealmente se todos os transístores forem iguais e produzirem iguais variações da resistência do canal, o ganho do filtro seria unitário. Contudo tal não se verifica, pois o ponto de funcionamento dos quatro transístores depende das amplitudes do sinal de entrada e do sinal de saída [Wil94], conduzindo a diferentes valores de resistência. Este efeito torna-se mais notório quando se diminui a frequência de corte do filtro em que o filtro começa a apresentar ganhos inferiores ao projectado. O resultado é uma limitação da gama de controlo da frequência de corte em função de  $V_c$ , esta tensão só pode variar entre 4V e 5V sem se produzirem variações do ganho superiores a 10%. Dentro desta gama de controlo a razão de variação da frequência de corte com a tensão é de:

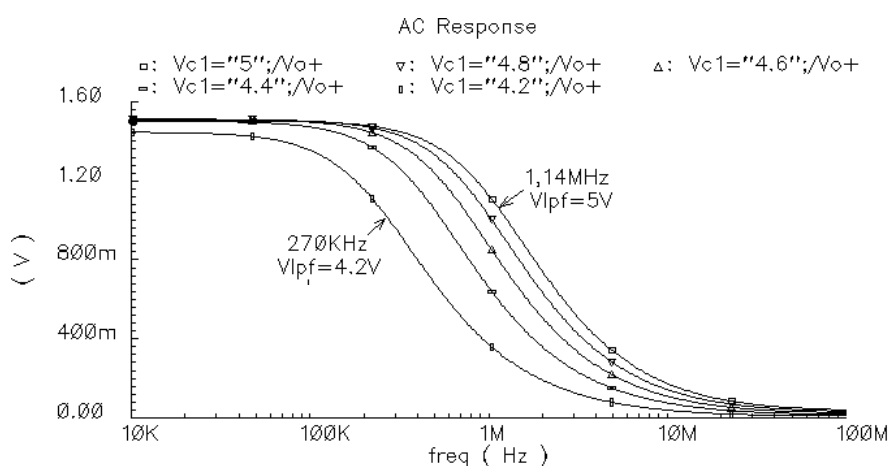
$$\frac{\partial f_c}{\partial V_c} = 1,25 \text{ MHz/V}$$

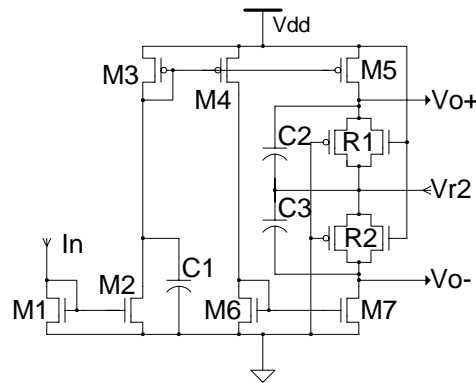
sendo a variação da frequência de corte aproximadamente linear como se pode constatar da figura 64. Estes resultados foram conseguidos utilizando transístores quadrados de razão comprimento largura 6/6 e condensadores de 10pF. A figura 64 mostra também a ligeira variação imposta sobre o ganho do filtro, para valores de  $V_c$  inferiores a 4V esta variação começa a tornar-se mais acentuada.




 Fig. 64 Variação da frequência de corte e do ganho com  $V_c$ 

A figura 63 também mostra um segundo amplificador diferencial configurado como *buffer* colocado na saída do filtro. A sua função é apenas de isolamento entre o filtro e carga, pois determinou-se durante as simulações que o valor da carga podia afectar significativamente a frequência de corte do filtro. Na figura 65 mostra-se a resposta AC do filtro passa baixo em função da tensão de controlo  $V_c$ . Neste caso foram feitos alguns ajustes na razão comprimento largura dos transístores e nas capacidades de forma a proporcionar um ganho ligeiramente superior a um. Os valores finais da razão comprimento largura dos transístores e da capacidade foram os seguintes: M1 e M2 com  $6\mu\text{m}$  por  $6\mu\text{m}$ , M3 e M4 com  $3\mu\text{m}$  por  $3\mu\text{m}$  e os condensadores C1 e C2 de  $5\text{pF}$ .


 Fig. 65 Resposta AC do filtro passa baixo em função de  $V_c$



Este circuito é também responsável pela limitação da largura de banda da corrente de ruído. Como se mostrou antes, o divisor é susceptível a oscilações se lhe for aplicado um sinal com tempos de subida reduzidos. Estas oscilações evitam-se através da limitação de largura de banda no andar de amostragem. Este amplificador actua pois como um filtro sobre a corrente de ruído, eliminando todas as possíveis transições bruscas. Esta acção de filtragem foi conseguida com os condensadores C1, C2 e C3, que impõem dois pólos para cada saída.

As dimensões dos transístores utilizados neste circuito foram: 100 $\mu$ m por 4 $\mu$ m para os transístores PMOS e 40 $\mu$ m por 4 $\mu$ m para os NMOS (utilizou-se uma razão de dimensionamento de 2.5 entre as razões comprimento largura dos PMOS e NMOS de forma a obter transístores com transconductância semelhante); R1 e R2 utilizam um transístor NMOS de 3 $\mu$ m por 2 $\mu$ m e um PMOS de 7.5 $\mu$ m por 2 $\mu$ m; os condensadores C1, C2 e C3, tem uma capacidade de 20pF.

A figura 67 mostra a resposta DC do circuito de amostragem de ruído. O comportamento DC deste circuito foi simulado com três modelos de funcionamento dos transístores. Como se pode ver nesta figura os modelos de pior potência (*wp* na figura) e pior velocidade (*ws* na figura), apresentam alguns desvios do comportamento típico do circuito (*tm* na figura). Estes desvios reflectem diferenças do ponto de funcionamento e do próprio declive (ganho de transimpedância) das curvas. Estes desvios do comportamento ideal representam no máximo uma variação de  $\pm 30\%$  dos valores típicos, que não são suficientes para comprometer o funcionamento do circuito. A figura 68 representa a resposta AC do circuito de amostragem de ruído nas situações antes descritas. Pode-se ver que o ganho apresenta variações de 3K $\Omega$  a 7K $\Omega$ , sendo o valor típico próximo de 4K $\Omega$ . A largura de banda do circuito manteve-se pouco influenciada pelos parâmetros de simulação, nunca ultrapassando o valor nominal de 1.6MHz.

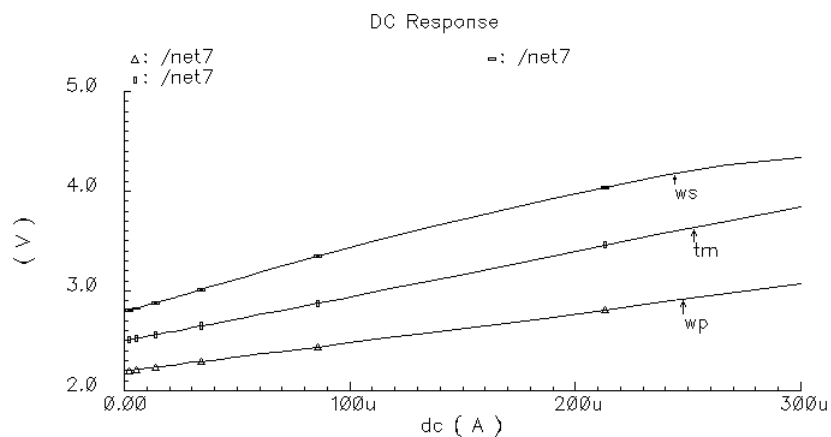


Fig. 67 Resposta DC do circuito de amostragem de ruído

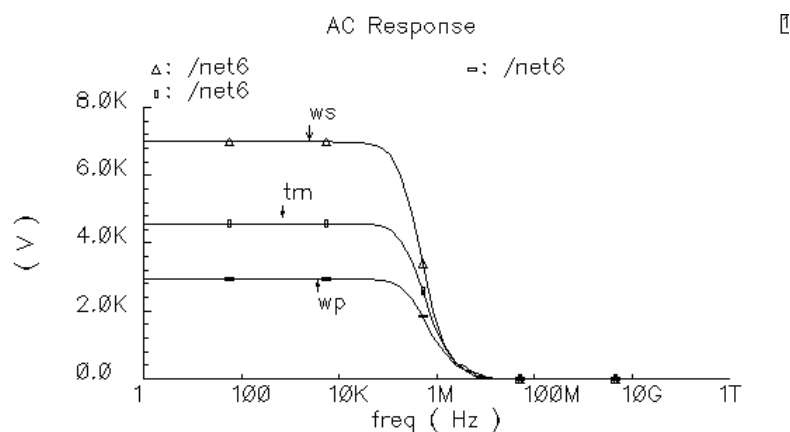


Fig. 68 Resposta AC do circuito de amostragem de ruído

A tabela seguinte resume as principais características deste circuito.

Tabela 5 Características importantes do circuito de amostragem de ruído

Característica	Valores típicos
Ganho de transimpedância	4,5K $\Omega$
Gama dinâmica de entrada	2 $\mu$ A $\rightarrow$ 300 $\mu$ A
Excursão de saída	2,5V $\pm$ 1,5V
Largura de banda	1,6MHz
Tempo de subida	238ns
Tempo de descida	266ns
Consumo	7,2mW

#### 4.2.5 Extracção de Média

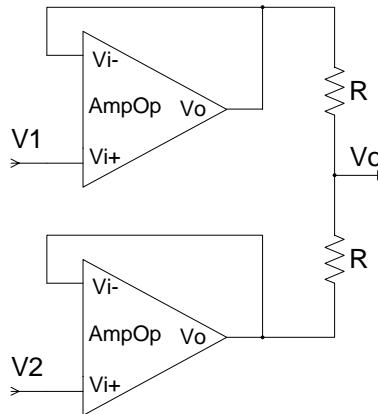


Fig. 69 Extracção de Média

O circuito de extracção de média é necessário para fazer a polarização adaptativa dos multiplicadores de Gilbert. Este circuito baseia-se simplesmente em dois *buffers* de ganho unitário e num divisor de tensão equilibrado. Conforme se pode ver na figura 69 a saída  $V_o$  é expressa pelas tensões  $V_1$  e  $V_2$  conforme a equação (4.2).

$$V_o = \frac{1}{2}(V_1 + V_2) \quad (4.2)$$

Como se pode ver a equação de  $V_o$  não depende explicitamente das resistências do divisor de tensão. No entanto esta dependência é notória dado que as resistências foram implementadas com dois transístores MOS na saturação (um PMOS e NMOS). A não linearidade da saída surge quando algum dos dois transístores deixa de estar polarizado na saturação. A figura 70 mostra a resposta DC do extractor de média onde se pode identificar a gama de operação do mesmo. A gama de operação deste circuito situa-se entre 1V e 4V, que é mais que o suficiente para processar os sinais de saída do amplificador de transimpedância e do circuito de amostragem de ruído. Dentro desta gama o erro de medição da tensão média não ultrapassa os 20%. Dois efeitos concorrem para a limitação da gama de operação: i) a polarização fora da saturação dos transístores usados no divisor resistivo, ii) a própria gama dinâmica de entrada dos amplificadores operacionais utilizados. A resposta em frequência deste circuito não apresenta relevo importante para a aplicação em causa, sendo esta limitada pela largura de banda dos amplificadores

operacionais utilizados (na configuração de *buffer* com ganho unitário) e pelas dimensões dos transístores do divisor resistivo.

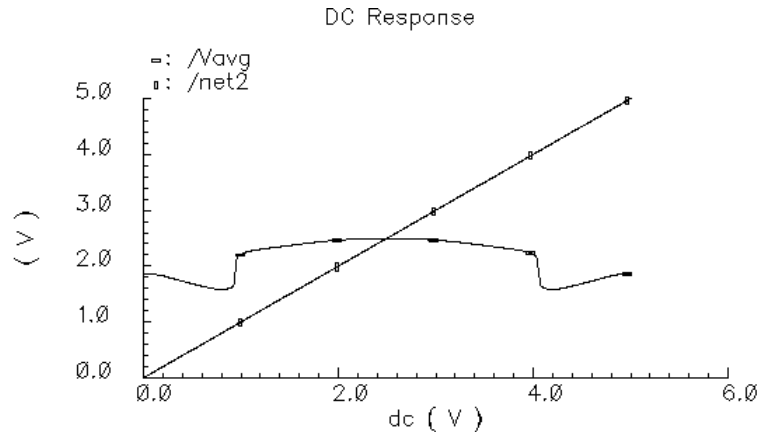


Fig. 70 Resposta DC do extractor de média

Verificou-se contudo a ausência de indícios que pudessem conduzir a comportamentos oscilatórios. Verificou-se igualmente o funcionamento deste circuito com os modelos de simulação extremos (pior potência e pior velocidade), tendo-se verificado variações inferiores a 10% quer da gama de operação, quer da tensão de *offset* na saída. As resistências foram implementadas como o paralelo de dois PMOS com razão comprimento largura de  $2\mu\text{m}$  por  $10\mu\text{m}$ , e com dois NMOS de  $2\mu\text{m}$  por  $20\mu\text{m}$ , ambos polarizados na saturação. O consumo de potência deste circuito é limitado pelo consumo dos amplificadores operacionais e não ultrapassa os 13mW.

#### 4.2.6 Regulador de Tensão

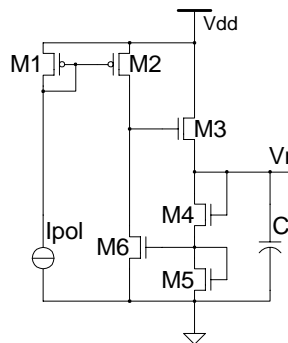


Fig. 71 Regulador de tensão série

Para gerar as fontes de referência  $V_{r1}$ ,  $V_{r2}$  e  $V_{r3}$  usou-se um regulador de tensão série [Mil87] como o representado na figura 71. O transistor M3 actua como elemento de regulação da saída, sendo a amostragem da tensão de saída feita pelos transistores M4 e M5 que, actuam como um divisor resistivo. O transistor M6 actua como comparador de tensão usando como referência a tensão entre os seus terminais de porta e fonte, e estabelece a polarização de M3. Dado que M6 é polarizado com corrente constante, se a sua tensão da porta para a fonte ( $V_{gs}$ ) aumentar, implica uma diminuição da tensão do dreno para a fonte ( $V_{ds}$ ), resultando num aumento da polarização de M3 que consequentemente obriga a tensão de saída a diminuir contrariando o aumento inicial. O mesmo acontece se a tensão de saída diminuir, retirando polarização a M3 e obrigando a contrariar a diminuição inicial, resultando no total numa regulação da tensão de saída. A tensão de saída será estabelecida pelas razões das dimensões de M4 e M5 e pela tensão  $V_{gs}$  do transistor M6. As três fontes de referência foram desenhadas para as tensões de 2,4V, 2,5V e 2,55V e utilizam a mesma polarização de 50 $\mu$ A referenciada na figura como  $I_{pol}$ . Pode-se argumentar que o uso de três fontes de referência com valor tão próximo é desnecessário. Contudo, o que é mais determinante no funcionamento do medidor de relação sinal ruído é a diferença entre as tensões de referência. De facto, depois das simulações executadas demonstrou-se que as referências de tensão podiam variar com o processo de fabrico, sem contudo implicar o não funcionamento do circuito, pois a diferença entre as tensões de referência mantinha-se constante.

A figura 72 mostra o efeito de regulação nas referências de tensão quando a tensão de alimentação varia. Estas fontes de referência foram desenhadas para actuar com variações de  $\pm 500$ mV sobre a tensão de alimentação. Na figura 72 podem ver-se dois limites de operação do circuito: i) abaixo dos 4.5V, por os transistores entrarem na zona linear de funcionamento. ii) Acima dos 5V perde-se o efeito de regulação, notando-se um crescimento linear das tensões de referência. Mediu-se o factor de regulação das fontes de referência de forma a caracterizar a dependência destas na tensão de alimentação  $V_{dd}$ . Por definição, o factor de regulação de uma fonte de tensão é dado pela razão entre as variações da tensão de saída contra as da tensão não regulada de entrada, e pode ser expresso neste caso particular pela equação.

$$S_v = \frac{\partial V_r}{\partial V_{DD}} \quad (4.3)$$

Tabela 6 Dimensionamento das fontes de referência reguladas

Componente	Dimensão
M1, M2 (PMOS)	40μm/2μm
M3 (NMOS)	200μm/2μm
M4 (NMOS)	2,55V - 3,2μm/6μm 2,5V - 4,2μm/6μm 2,4V - 9μm/6μm
M5 (NMOS)	6μm/6μm
M6 (NMOS)	40μm/2μm
C	20pF

Com efeito, a medição do factor de regulação,  $S_v$ , pode ser facilmente obtida da resposta DC patente na figura 72, como sendo o declive da curva dentro da gama de funcionamento considerada. O valor encontrado foi de 2,52%, sendo este o limite superior do factor de regulação para todas as fontes de referência. Contudo simulações transientes demonstraram que este valor só é real em situações muito especiais, nomeadamente: i) fontes de referência sem carga nas saídas, ii) ausência de transitórios rápidos na tensão de alimentação.

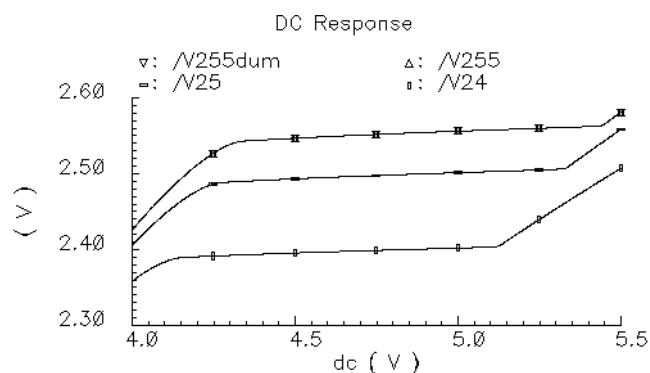


Fig. 72 Resposta DC das fontes de referência reguladas



A figura 73 mostra o desempenho transiente das fontes de referência numa situação real de funcionamento (quando inseridas no circuito de medição de relação sinal ruído), admitindo que a alimentação de 5V é corrompida por um sinal sinusoidal de 500mV de amplitude e frequência de 10MHz (note-se que esta frequência foi escolhida tendo em conta as frequências dos sinais envolvidos na aplicação).

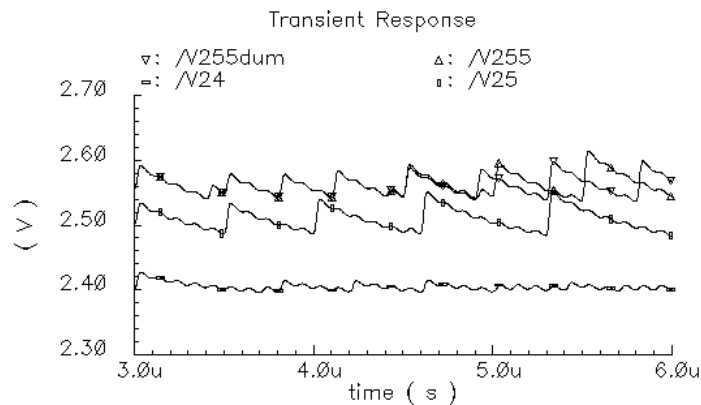


Fig. 73 Resposta transiente das referências de tensão reguladas, na presença de ruído na alimentação

A pior estimativa do factor de regulação para este caso foi de 22%, ou seja cerca de uma ordem de grandeza superior à medição ideal utilizando a resposta DC. Mesmo assim este valor é aceitável, dado que não comprometia o funcionamento do circuito de medição de relação sinal ruído.

Outra grandeza importante em fontes de tensão é a resistência de saída, que caracteriza a variação da tensão de saída em função da corrente fornecida à carga. A resistência de saída pode ser expressa pela seguinte equação.

$$r_o = \frac{\partial V_r}{\partial I_L} \quad (4.4)$$

A figura 74 mostra a variação da tensão regulada da saída em função da resistência de carga aplicada. Facilmente se pode perceber que para resistências superiores a  $1K\Omega$  a tensão de saída apresenta um valor fixo de 2.5V (note-se que este ensaio foi realizado para a fonte de referência de 2.5V). Este gráfico além de permitir a medição da resistência de saída, indica claramente os valores possíveis da carga que garantem o correcto funcionamento das fontes de referência reguladas. Em processos CMOS é usual encontrar

cargas da ordem dos  $K\Omega$  ou mesmo dezenas de  $K\Omega$  com as quais estas fontes de referência apresentam bons desempenhos.

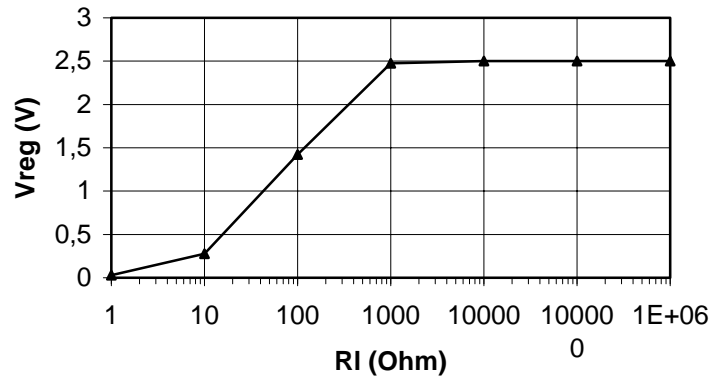


Fig. 74 Variação da tensão regulada de saída em função da resistência de carga

A resistência de saída foi medida utilizando o princípio de máxima transferência de potência. Num circuito cuja saída possa ser descrita pelo circuito equivalente de Thévenin, a situação de máxima transferência de potência para a carga ocorre quando o valor da carga é igual ao valor da resistência de equivalente de Thévenin. No caso presente a resistência equivalente de Thévenin não é mais que a resistência interna da fonte. Quando a resistência de carga iguala em valor a resistência interna da fonte, a tensão aos terminais da carga é de metade do valor da tensão observada em vazio. Assim, pelo gráfico da figura 76, quando a tensão  $V_{reg}$  apresenta o valor de 1,25V (metade de 2,5V) pode-se afirmar que a resistência de carga é igual em valor à resistência interna da fonte, esta situação ocorreu para o valor de  $80\Omega$ . Esta estimativa foi avaliada para uma situação real de funcionamento, em que a resistência de carga é muito superior à resistência interna da fonte, comprovando o resultado de  $80\Omega$ .

Mediu-se a potência de consumo destas fontes de referência, sendo o seu valor de  $600\mu W$ . Note-se que o valor estimado do consumo foi obtido com as fontes em vazio, a contabilização da potência quando estas são integradas no resto do circuito foi feita parcialmente nos outros blocos apresentados.

#### 4.2.7 Amplificador Diferencial

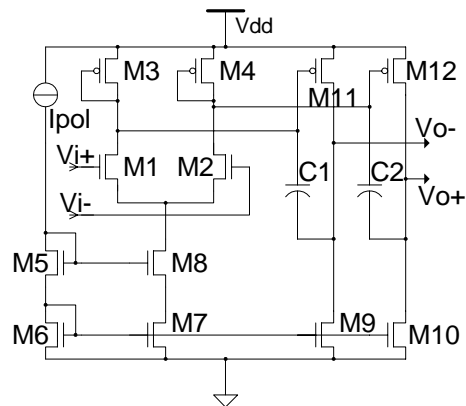


Fig. 75 Amplificador diferencial

O amplificador diferencial projectado encontra-se representado na figura 75. É basicamente constituído por dois andares de ganho, sendo o primeiro andar um par diferencial (M1 e M2) com saídas diferenciais e o andar de saída constituído por dois amplificadores em fonte comum (M11 e M12) com carga activa (M9 e M10). O par diferencial é polarizado por uma fonte de corrente *cascode* (M7 e M8) de forma a melhorar a razão de rejeição em modo comum.

Como se mostrou antes todos os circuitos projectados utilizam entradas e saídas diferenciais. O objectivo de projectar um circuito inteiramente diferencial deve-se à necessidade de criar alguma imunidade ao ruído de modo comum que pode afectar este tipo de circuitos. Utilizar percursos diferenciais possibilita a recuperação dos sinais com o ruído de modo comum atenuado, empregando para tal amplificadores com grande razão de rejeição em modo comum.

No desenho deste amplificador diferencial deu-se particular importância à razão de rejeição em modo comum e à estabilidade quando usado em configurações de ganho unitário. Quer o ganho quer a largura de banda foram parâmetros secundários de projecto. Deste circuito ainda se implementou uma versão com saída *single-ended* utilizada nos circuitos de extracção de média e no filtro passa baixo.

A compensação da resposta em frequência foi feita usando a aproximação de pólo dominante, e implementada com os condensadores C1 e C2 entre as saídas do primeiro andar e do segundo andar (saída do amplificador). Os valores utilizados no projecto deste circuito foram os registados na tabela 7.

Table 7 Dimensionamento do amplificador diferencial

Componente	Dimensão
M1, M2 (NMOS)	120 $\mu$ m/1,2 $\mu$ m
M3, M4 (PMOS)	40 $\mu$ m/1,2 $\mu$ m
M5 a M8 (NMOS)	40 $\mu$ m/1,2 $\mu$ m
M9, M10 (NMOS)	60 $\mu$ m/1,2 $\mu$ m
M11, M12 (PMOS)	154 $\mu$ m/1,2 $\mu$ m
C1, C2	1pF
I <sub>pol</sub>	100 $\mu$ A

A tabela 8 resume as principais características deste amplificador diferencial, obtidas durante as simulações.

Tabela 8 Principais características do amplificador diferencial

Característica	Valor	Característica	Valor
Consumo	6,4mW	CMRR	63,3dB
Ganho diferencial	42,9dB	Tempo de subida	470ns
Margem de ganho	-6,4dB	Tensão de <i>offset</i>	-19mV
Margem de fase	-50°	Gama dinâmica	36mV
Largura de banda	700KHz	Excursão de saída	2,5V $\pm$ 2,1V

### 4.3 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO

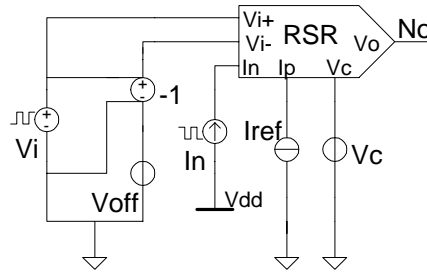


Fig. 76 Circuito usado na simulação

O esquemático usado para a simulação do circuito de medição de relação sinal ruído encontra-se representado na figura 76. Neste circuito constam todas as variáveis de controlo e entradas do circuito, nomeadamente:  $V_{i+}$  e  $V_{i-}$  representam as entradas do sinal,  $I_n$  representa a entrada de amostragem de corrente de ruído,  $I_p$  representa a corrente de polarização das fontes de referência reguladas e  $V_c$  a tensão de controlo do filtro passa baixo. A tensão diferencial de entrada foi simulada utilizando uma fonte de tensão  $V_i$  agrupada com uma fonte de tensão controlada por tensão em série com uma referência fixa  $V_{off}$ , o conjunto implementa as seguintes funções excitação:

$$\begin{aligned} V_{i+} &= V_i \\ V_{i-} &= -V_i + V_{off} \end{aligned} \quad (4.5)$$

sendo  $V_{off}$  determinada pelo valor médio da tensão  $V_i$ , no caso presente usou-se uma tensão de 2.5V.

A alimentação  $Vdd$  foi igualmente simulada pela associação série de duas fontes de tensão; uma fonte pulsada para simular o instante inicial de funcionamento do circuito; e uma fonte de tensão sinusoidal para simular a presença de ruído na alimentação. O seguinte extracto de código em linguagem descritiva do SpectreS mostra parâmetros típicos usados na simulação:

$V_{dd} = PULSE ( 0 \ 5 \ 100n \ 1u \ 1u \ 24u \ 48u ) + SIN ( 0.5 \ 6u \ 10M )$

$V_i = PULSE ( 1.5 \ 3.5 \ 0 \ 10n \ 10n \ 40n \ 100n )$

$I_n = PULSE ( 2.8u \ 280u \ 0 \ 1u \ 1u \ 0 \ 2u )$

$I_p = DC \ 50u$

$V_C = DC \ 4.8$

A análise transiente englobou três situações de funcionamento distintas:

- O arranque – durante os primeiros 2μs pode-se observar o efeito da alimentação a crescer de 0 para 5V e o efeito sobre o comportamento do circuito.
- Regime normal – até cerca de 6μs simulou-se o funcionamento do circuito em condições normais de funcionamento, sem ruído na alimentação.
- Presença de ruído – dos 6μs em diante simulou-se a resposta do circuito na presença de ruído na alimentação. A amplitude do ruído foi de 500mV com uma frequência de 10MHz.

Estas simulações foram executadas usando os três modelos antes apresentados; modelo típico, modelo de pior potência e modelo de pior velocidade. Dos resultados obtidos apenas se apresentam os resultados obtidos com o modelo típico, uma vez que os restantes apenas serviram para demonstrar o funcionamento do circuito em condições extremas.

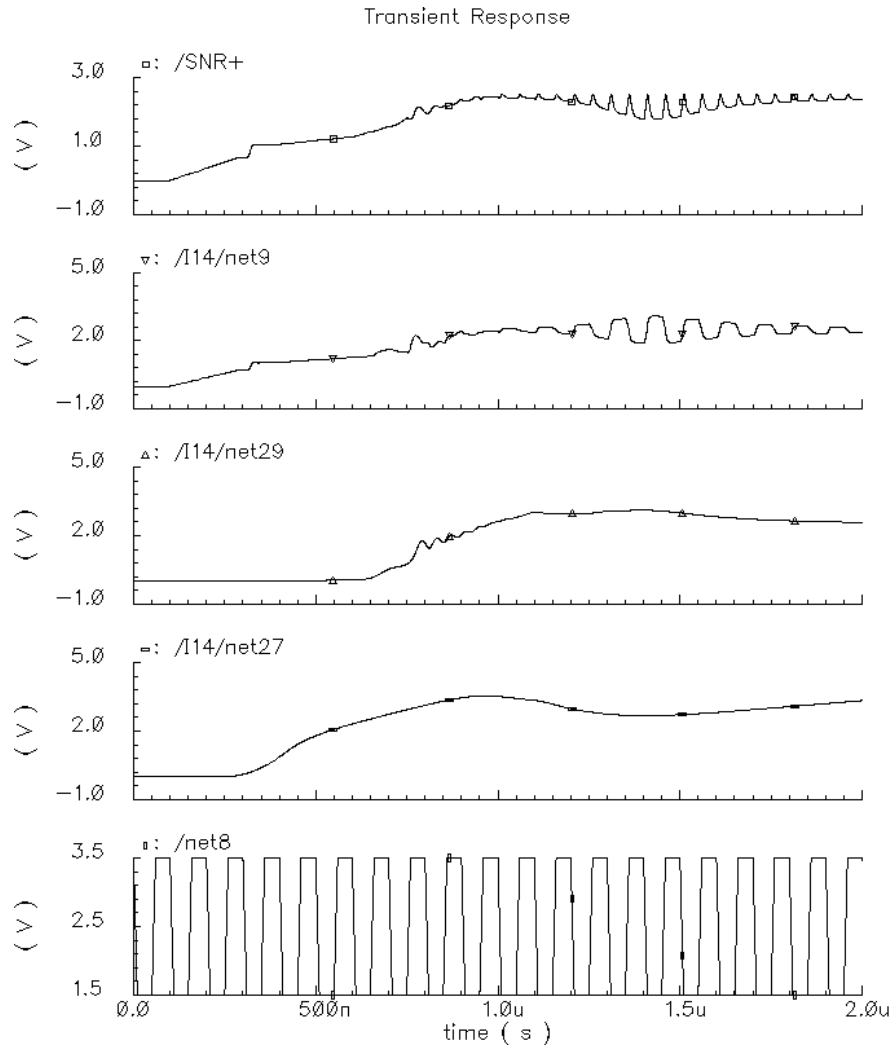


Fig. 77 Resposta transiente do circuito de medição de relação sinal ruído durante o instante inicial

A figura 77 representa o funcionamento do circuito durante o instante inicial. Os sinais representados são indicativos do funcionamento das várias etapas do circuito. Assim por ordem de ascendente pode-se identificar: o sinal de entrada  $V_{i+}$ , o sinal de saída do bloco de amostragem de corrente de ruído, o sinal de saída do divisor, o sinal de saída do primeiro multiplicador e o sinal de saída do segundo multiplicador. Como se mostra na figura o arranque das diversas etapas do circuito é suave, não exibindo qualquer susceptibilidade a comportamentos oscilatórios (uma resposta típica de um sistema sobreamortecido). A simulação do instante inicial é talvez das simulações mais importantes que se podem fazer sobre um dado circuito, pois é indicativa da presença ou não de possíveis comportamentos oscilatórios.

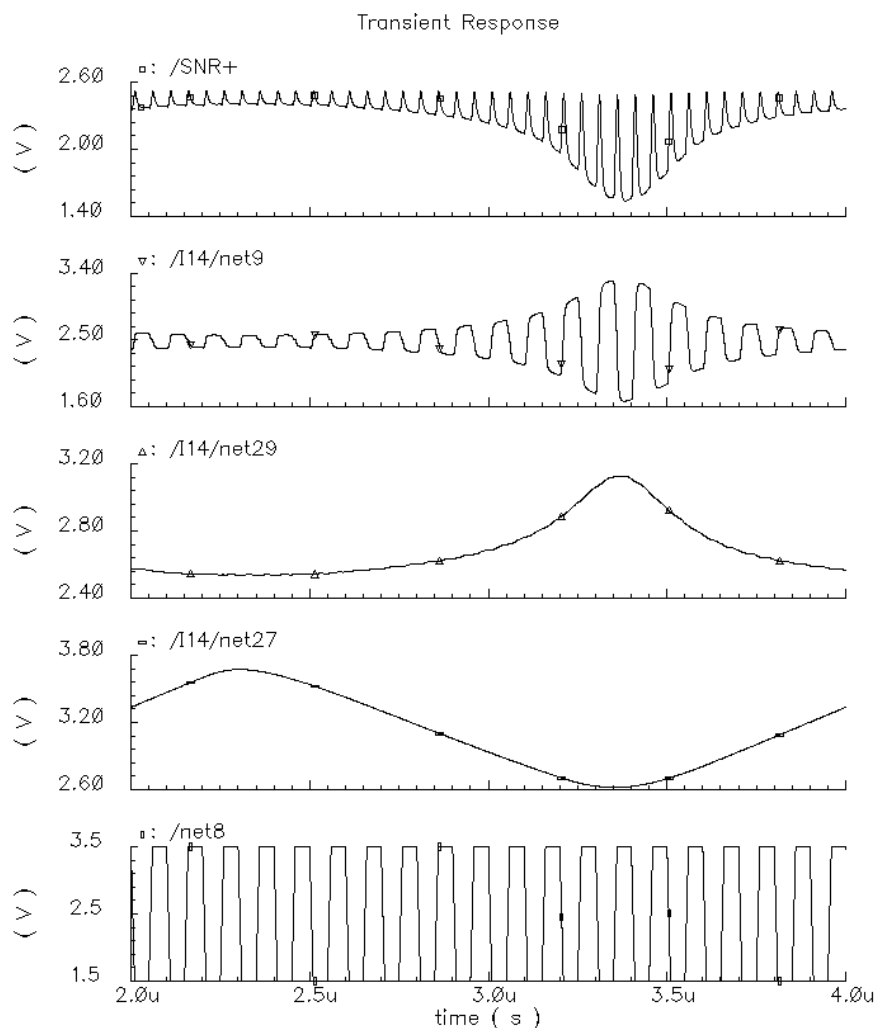


Fig. 78 Resposta transiente do circuito de medição de relação sinal ruído em condições normais de funcionamento

Na figura 78 mostra-se a resposta transiente das várias etapas do circuito de medição de relação sinal ruído, em condições favoráveis de funcionamento. A ordem dos sinais é a mesma que se expôs antes. Nesta figura pode-se observar o comportamento total do circuito: i) à saída do divisor tem-se uma tensão que é dada pelo inverso da tensão de saída do andar da amostragem de ruído. ii) a primeira etapa de multiplicação executa uma modulação de amplitude (com índice de modulação de 100%), sobre o sinal de entrada (que actua aqui como portadora), usando a saída do divisor (o inverso da corrente de ruído), como sinal modulante. iii) a segunda etapa de multiplicação executa uma rectificação sobre o sinal anterior, transformando este num sinal unipolar (de facto esta operação não é mais que a operação de um quadrador). A etapa de filtragem seguinte



produz o sinal proporcional à relação sinal ruído pretendida (esta etapa é mostrada na figura 80 sobre outras condições de entrada).

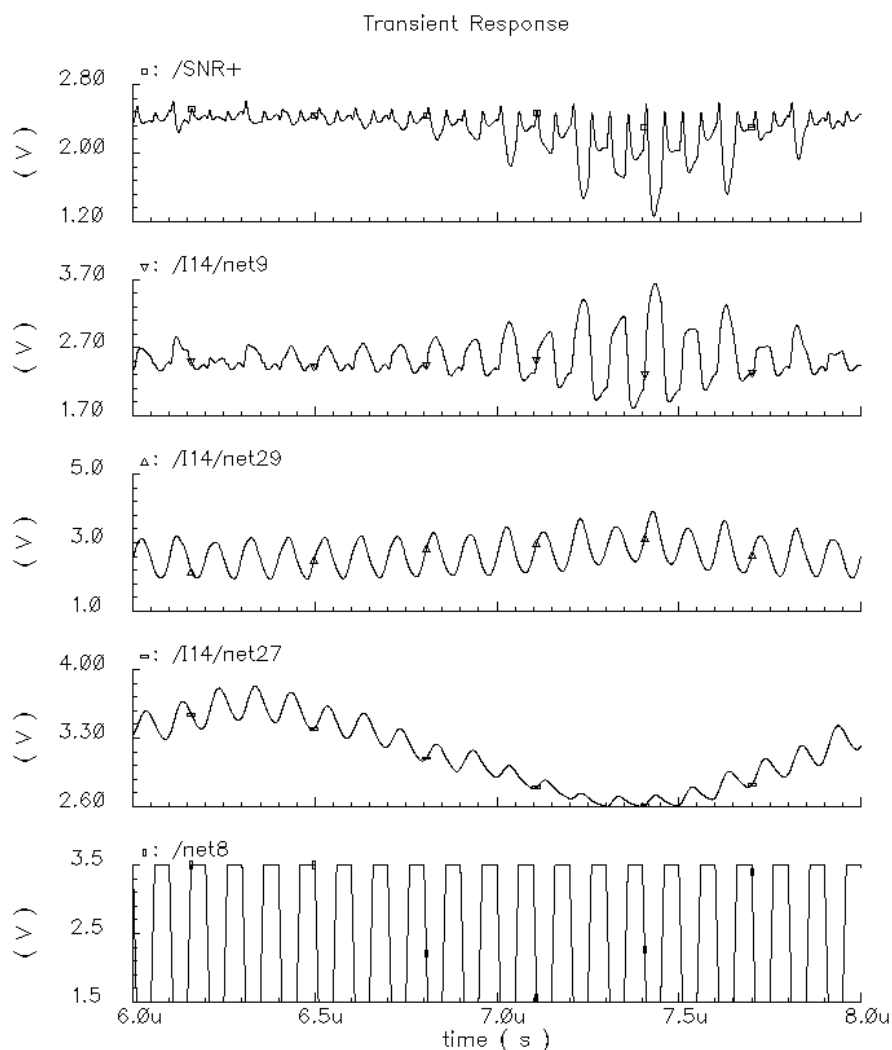


Fig. 79 Resposta transiente do circuito de medição de relação sinal ruído, na presença de ruído na alimentação

Na figura 79 mostra-se o resultado da simulação do circuito de relação sinal ruído na presença de ruído na alimentação. Esta simulação demonstra que a estratégia de usar percursos diferenciais em todo o circuito, revelou-se um bom método de projecto. O ruído presente na alimentação propaga-se a todos os circuitos sob a forma de um ruído em modo comum, tornando o processo de regeneração dos sinais bastante simples e imediato (basta utilizar como andar de saída um amplificador diferencial com elevada taxa de rejeição em modo comum, alimentado por uma fonte de alimentação independente).

Nesta simulação exagerou-se propositadamente a amplitude do ruído, demonstrando que mesmo com 500mV de variação em torno dos 5V nominais da alimentação, é possível obter uma estimativa da relação sinal ruído utilizando este circuito.

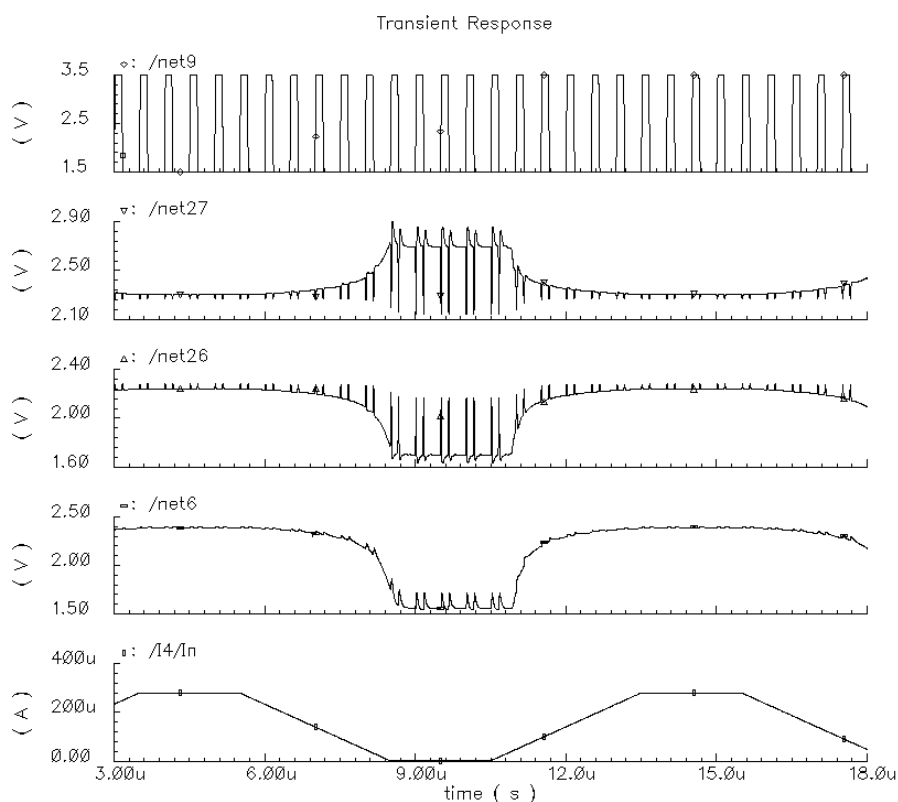


Fig. 80 Resposta transiente do circuito de medição de relação sinal ruído quando o sinal de entrada exhibe *duty-cycle* de 25%

A figura 80 mostra uma simulação do mesmo circuito, utilizando estímulos de entrada ligeiramente diferentes. Neste caso o sinal de entrada (primeiro sinal a contar de cima), é um trem de impulsos quadrados com 25% de *duty-cycle*, amplitudes entre 1.5V e 3.5V e frequência inferior a 10MHz. A corrente de ruído simulada (primeiro sinal a contar de baixo), possui um padrão trapezoidal periódico, cujas amplitudes variam entre 2.8μA e 280μA, e o período é definido pelos tempos de subida e descida de 3μs, com tempos dos topos de 2μs. As saídas mostradas representam a relação sinal ruído não filtrada sob a forma diferencial (segundo e terceiro sinais a contar de cima), bem como a saída depois do filtro passa baixo (quarto sinal a contar de cima), onde se pode observar o efeito de filtragem sob os picos atenuados do sinal.

#### 4.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE *LAYOUT*

No desenho do *layout* deste circuito tiveram-se em conta diversas regras de construção, tendo em vista a minoração de diversos problemas comuns ao desenho de circuitos integrados. Entre estes problemas podem-se salientar os seguintes:

- *Crosstalk* – a interferência entre caminhos de sinal é um problema bastante comum e de grande importância no desenho de circuitos integrados, principalmente porque para as dimensões reduzidas dos componentes utilizados, bem como a sua proximidade física, o acoplamento capacitivo entre linhas e circuitos é virtualmente impossível de eliminar na totalidade.
- Ruído e Interferência Electromagnética – a presença de ruído eléctrico produzido nos componentes do circuito é também uma fonte comum de problemas. Todo o ruído presente num circuito integrado CMOS é conduzido e transmitido aos diversos componentes pelo substracto semiconductor, constituindo um problema comum o isolamento de circuitos críticos dos circuitos ruidosos. Outra forma de perturbação dos sinais num circuito integrado é a interferência electromagnética. A interferência electromagnética é originada por todo o equipamento electrónico circundante e pode determinar o mau funcionamento de circuitos que não tenham sido devidamente desenhados.
- Processo de fabrico – os processos de fabrico de circuitos integrados são igualmente fontes de imperfeição do comportamento desejado para um dado circuito. Durante as diversas fases do processo de fabrico de um circuito integrado, são vários os parâmetros que podem variar e conduzir a comportamentos imprevistos; por exemplo podem variar as espessuras das camadas de óxidos ou metais, conduzindo a variações de resistividade dos materiais, permitividade eléctrica e mobilidade dos portadores.

Actualmente existem vários métodos de desenho que conseguem minorar alguns destes efeitos secundários. As técnicas de desenho mais comuns baseiam-se em desenho de estruturas com centroíde comum, estruturas emparelhadas, isolamento com anéis de guarda e linhas de massa entre os percursos críticos.

No desenho do *layout* deste circuito algumas destas linhas de orientação foram utilizadas, pelo que se torna imperativo a sua análise mais detalhada:

- Emparelhamento de transístores – As técnicas de desenho de transístores empilhados e emparelhados são bastante vulgares no desenho de circuitos integrados. Quando surge um transístor com comprimento grande, é prática comum dividi-lo em vários transístores de comprimentos inferiores, e agrupá-los numa pilha. Existem três razões que suportam esta técnica; primeiro porque os modelos de simulação são normalmente parametrizados para transístores de dimensões médias ( $10\mu\text{m}$  a  $50\mu\text{m}$ ), suportando a ideia de que para transístores com estas dimensões a realidade simulada não se afastará muito dos resultados práticos. Segundo porque num circuito é vulgar encontrar transístores com dimensões bastante diversas e desta forma possibilita-se um meio de arruma-los de uma forma mais eficiente. A terceira razão entra em consideração com as variações do processo de fabrico, tipicamente os defeitos de processamento de um transístor são minorados se as estruturas vizinhas forem semelhantes. É muito usual utilizar esta técnica nos transístores de pares diferenciais por conduzirem a uma semelhança óptima dos dois transístores. A figura 81 mostra em maior detalhe alguns exemplos de emparelhamento de transístores.

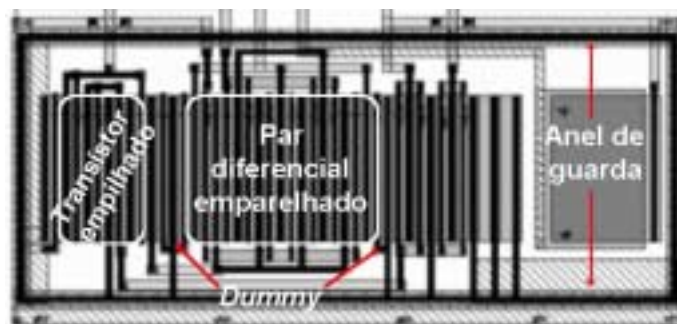


Fig. 81 Extracto de um amplificador operacional

- Utilização de elementos supérfluos – Os elementos supérfluos ou como são conhecidos na gíria, *dummy elements*, são elementos que são acrescentados (ver figura 83) ao circuito com o duplo intuito de uniformizar as estruturas e minorar os defeitos processuais sobre os elementos vizinhos. Além destes factores, os

elementos supérfluos possibilitam também um método de isolamento ou quebra de estruturas. Esta técnica é bastante usada conjuntamente com as técnicas de emparelhamento e centroíde comum (como por exemplo as matrizes de condensadores nos circuitos de condensadores comutados).

- Estruturas em centroíde comum – as estruturas em centroíde comum são outra forma de minorar os defeitos de processamento que podem ocorrer durante o processo de fabrico. Estas estruturas exploram de uma forma óptima as simetrias bidimensionais dos elementos desenhados. No caso de um par diferencial emparelhado, pode-se identificar uma linha em torno da qual a estrutura é simétrica (mediatriz da estrutura), sendo neste caso a simetria unidimensional. Optando por um par diferencial em centroíde comum, o emparelhamento dos transístores seria feito em quatro conjuntos idênticos dispostos de forma ao conferir ao conjunto propriedades de simetria longitudinal e transversal. O par diferencial é apenas um caso típico de estruturas em centroíde comum, outro exemplo é o caso das matrizes de condensadores. Contudo esta técnica pode-se generalizar ao nível dos subcircuitos como se pode ver na figura 82.

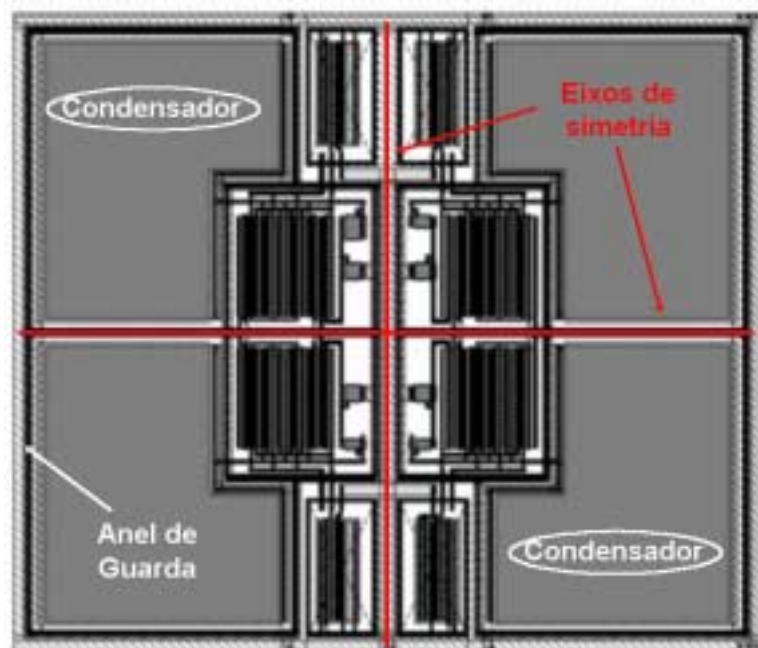


Fig. 82 *Layout* das fontes de referência reguladas

- Desenho sobre linhas isotérmicas – Esta técnica é mais uma regra a não infringir que um método a seguir. Dado que num circuito integrado grande parte dos elementos constituintes são elementos que dissipam potência, é necessário algum cuidado no seu desenho para que a dissipação de potência de elementos vizinhos não provoque influências não uniformes num dado elemento. Estas influências térmicas só serão aproximadamente uniformes se os elementos (na maioria dos casos transístores) forem desenhados sempre com a mesma orientação, causando assim que os elementos vizinhos sejam abrangidos por linhas isotérmicas. Este princípio foi utilizado nos anteriores extractos de *layout* representados nas figuras 81 e 82. Uma melhor representação encontra-se na figura 85.

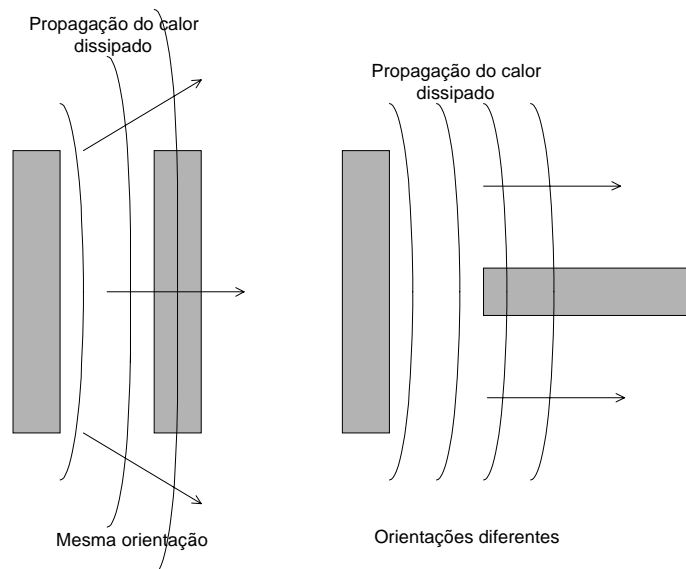


Fig. 83 Orientação de elementos vizinhos

- Aneis de guarda – os anéis de guarda são estruturas formadas por difusões do tipo  $p^+$  sob o substrato tipo  $p$  conectadas à massa, ou difusões do tipo  $n^+$  sob os poços tipo  $n$  conectadas ao potencial positivo. Estas estruturas são usadas para colectar os portadores minoritários. Ajudam substancialmente a evitar problemas de *latchup* (devido a transístores bipolares parasitas), e promovem o isolamento de circuitos susceptíveis a ruído. Para que este isolamento seja efectivo é usual empregar estruturas de anéis de guarda alternadas, isto é um anel tipo  $p$  seguido de um anel tipo  $n$  e outro tipo  $p$ , promovendo também um

método eficiente de distribuição das alimentações ao circuito assim isolado. A figura 84 mostra uma fotografia do circuito de medição de relação sinal ruído onde se pode identificar uma estrutura deste tipo.

Na figura 84 mostra-se o *layout* desenhado para a unidade de medição de relação sinal ruído, bem como a fotografia do circuito produzido. Nesta figura identificou-se os vários blocos constituintes que foram anteriormente descritos.

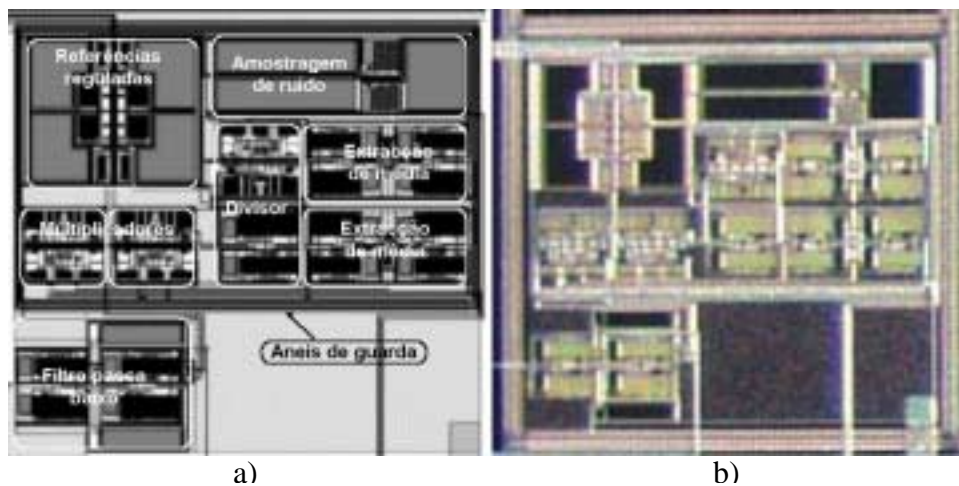


Fig. 84 Layout a) anotado e b) fotografia do circuito de medição de relação sinal ruído produzido





## 5 TESTES DO PROTÓTIPO

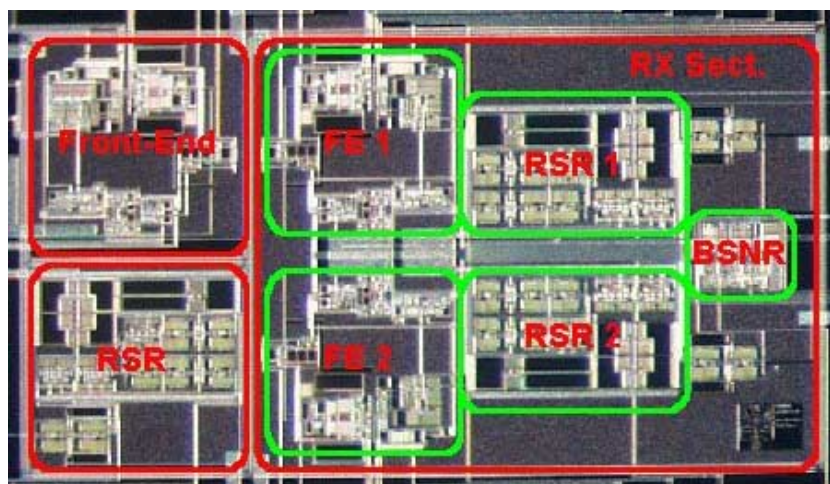


Fig. 85 Layout completo

A figura 85 representa o *layout* completo do circuito produzido. Este circuito foi produzido utilizando a tecnologia CMOS de  $0.8\mu\text{m}$  da AMS. A área total do circuito é de  $4400\mu\text{m}$  por  $2800\mu\text{m}$ , incluindo os *pad's* de interligação com o exterior (não mostrados na figura). Na figura 85 podem-se identificar três áreas distintas correspondentes a três circuitos diferentes:

A área identificada como *Front End* ( $850\mu\text{m}$  por  $800\mu\text{m}$ ) diz respeito a um amplificador de transimpedância idêntico ao utilizado no receptor sectorizado antes descrito. Optou-se por introduzir este amplificador isolado de forma a realizar testes mais rigorosos, bem como identificar possíveis problemas no receptor sectorizado (como por exemplo: ruído, comportamentos oscilatórios, perda de largura de banda, etc.).

Outro circuito de teste encontra-se identificado por *RSR* ( $850\mu\text{m}$  por  $800\mu\text{m}$ ), tratando-se de um medidor de relação sinal ruído. Julgou-se adequado introduzir igualmente um medidor de relação sinal ruído independente, para poder caracterizá-lo tanto quanto o possível de uma forma próxima dos resultados evidenciados pela simulação (sendo contudo impraticável reproduzir todos os resultados de simulação).

A área identificada por *RX Sect.* ( $2150\mu\text{m}$  por  $1650\mu\text{m}$ ) identifica o receptor sectorizado referência com os seus dois sectores de recepção (amplificador de transimpedância (*FE1* e

*FE2*), unidade de medição de relação sinal ruído (*RSR1* e *RSR2*)) e a unidade de sectorização *BSNR*. Este receptor sectorizado constitui apenas um protótipo para teste de conceitos, nomeadamente, o teste da unidade de sectorização e a praticabilidade da interligação de vários sectores de recepção.

## 5.1 AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA

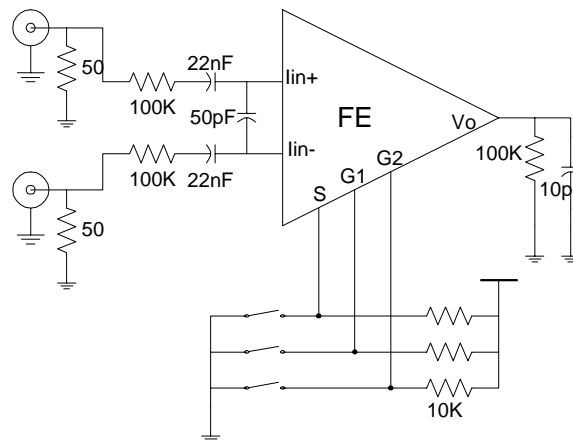


Fig. 86 Esquemático do circuito de teste

Nos testes ao amplificador de transimpedância utilizou-se o esquema representado na figura 86. A entrada do amplificador é feita em corrente pelo que se utilizaram duas resistências de  $100\text{K}\Omega$  para fazer a conversão tensão corrente necessária. Os condensadores de  $22\text{nF}$  têm uma função dupla, filtrar a componente DC da entrada e implementar uma filtragem de ruído de baixa frequência. O condensador de  $50\text{pF}$  em paralelo com as duas entradas de corrente ( $I_{in+}$  e  $I_{in-}$ ) do amplificador simula a capacidade parasita do fotodíodo PIN. Com o intuito de observar os três ganhos possíveis do amplificador implementou-se um sistema de selecção de ganho que permite tanto a operação manual (especificando cada ganho individualmente), como a operação automática, de acordo com o nível do sinal de entrada. Estes sinais de controlo encontram-se referenciados na figura por: *S*, selecção de modo manual ou automático; *G<sub>1</sub>* e *G<sub>2</sub>*, que identificam o ganho pretendido em modo manual. As saídas observáveis deste circuito incluem a saída do amplificador e a amostragem do nível DC de saída, que serve de base à comutação automática de ganho (não mostrada no esquema).

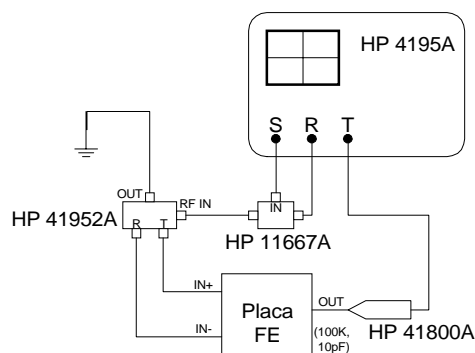


Fig. 87 Conjunto de teste para ensaio dos ganhos e largura de banda

A figura 87 mostra o conjunto de teste utilizado para medir a resposta em frequência do amplificador de transimpedância nos três ganhos possíveis. Utilizou-se o analisador de circuitos HP 4195A que permite caracterizar a resposta em frequência de circuitos eléctricos entre 10Hz e 500MHz. Associado a este analisador de circuitos incluem-se: i) as pontas de prova activas HP 41800 caracterizadas por uma impedância de entrada de 100K $\Omega$  na banda dos 5Hz aos 500MHz. ii) o divisor de potência HP 11667A desde DC até 18GHz. iii) e o medidor de onda incidente e reflectida HP 41952A com largura de banda de 100KHz até 500MHz. Este acessório é normalmente utilizado na extracção de parâmetros S de um circuito; aqui foi utilizado para obter o sinal diferencial necessário para atacar o amplificador de transimpedância.

A figura 87 mostra a interligação dos diversos componentes necessários com a placa de teste desenvolvida especificamente para testar o amplificador de transimpedância. Note-se que todo o equipamento utilizado foi interligado com conectores SMA de 50 $\Omega$ , sendo utilizadas transições N-SMA nas interligações com o analisador de circuitos e divisores de potência.

O método empregue para gerar o sinal diferencial de entrada do amplificador não é o melhor por não permitir uma calibração adequada do analisador de circuitos. O seu principio de funcionamento baseia-se na operação do acessório para medição de onda incidente e reflectida. Este possui uma entrada de RF vinda do analisador de circuitos; a este sinal de entrada é retirada a referência necessária para o analisador de circuitos e o sinal de teste para o circuito a testar. Uma saída causada pelas reflexões originadas no circuito de teste é também gerada neste dispositivo. Utilizando dois acessórios deste

género com o analisador de circuitos é possível medir os parâmetros S do circuito de teste. Contudo se utilizarmos como circuito de teste um curto-circuito, nas saídas de referência e de onda reflectida obtém-se dois sinais em oposição de fase (sendo um, uma réplica do sinal RF de entrada). A calibração do analisador de circuitos só pode ser efectuada para um destes sinais tornando o processo de medida sujeito a um valor de erro. Observou-se que para as frequências de trabalho necessárias este erro não era muito significativo e podia-se utilizar o referido processo.

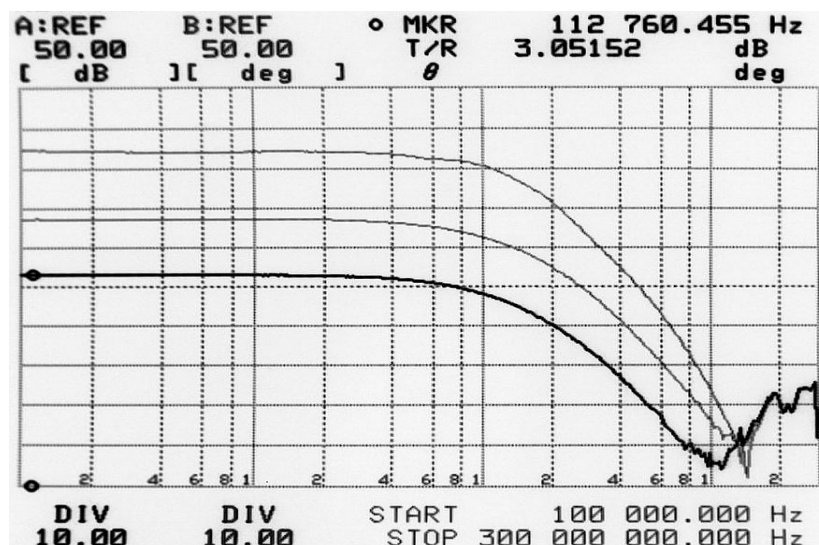


Fig. 88 Resposta em frequência do amplificador de transimpedância

A figura 88 representa a resposta em frequência do amplificador de transimpedância nos três ganhos distintos. Nesta medição usou-se uma capacidade de 50pF a substituir o fotodíodo por ser este o valor máximo especificado para o sistema alvo. Nesta figura pode-se observar que a resposta em frequência nestas condições se prolonga até aos ambicionados 8MHz para sistemas de 4Mb/s. Os ganhos medidos foram próximos dos projectados; 550K $\Omega$  (114.8dB) para o ganho máximo, 75K $\Omega$  (97.5dB) no ganho médio e 15K $\Omega$  (83.4dB) no ganho mínimo, conferindo ao amplificador um produto ganho largura de banda de 4.4THz $\Omega$ . Este mesmo amplificador consegue atingir um produto ganho largura de banda de 20THz $\Omega$  com fotodíodos de capacidade 10pF sem exhibir comportamentos oscilatórios [Vas99]. A resposta típica de um amplificador com pólo dominante e grande dependência da largura de banda na capacidade do fotodíodo, sustentam a hipótese do pólo dominante ser dominado pelo produto da capacidade do

fotodíodo pela impedância de entrada (sendo a impedância de entrada da ordem dos  $120\Omega$ ).

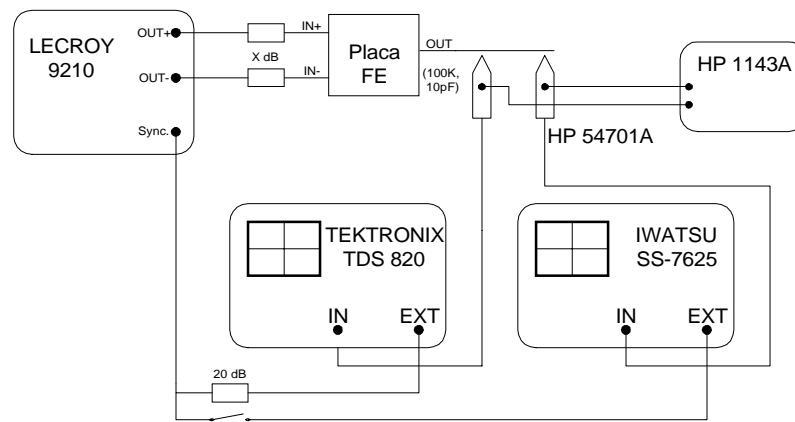


Fig. 89 Conjunto de teste para a análise da resposta transiente do amplificador de transimpedância

Uma forma mais evidente de demonstrar o correcto funcionamento de um amplificador é fazer a análise da sua resposta transiente, quando se aplica à sua entrada uma onda quadrada. Da análise de *Fourier* [Boa93], sabe-se que um sinal quadrado pode ser decomposto numa soma de sinusóides com frequências múltiplas da frequência principal do sinal. Desta forma pode-se observar através da resposta no tempo do amplificador as variações do ganho para as diversas componentes do sinal. Assim um amplificador devidamente compensado não exhibe comportamentos oscilatórios se responder a um sinal quadrado de entrada com um sinal aproximadamente quadrado na saída. Se por outro lado a saída exhibir *overshoot* e tempos de estabelecimento muito longos, há indícios de *overshoot* e falta de compensação da resposta em frequência.

Desta forma alterou-se o conjunto de teste de forma a analisar a resposta no tempo da amplificador nos três ganhos distintos. Estas alterações estão patentes no esquema da figura 89. O equipamento de medida utilizado incluía: um gerador de pulsos, usado em modo diferencial LeCroy 9210 até 300MHz, um osciloscópio de amostragem Tektronix TDS 820 de 6GHz de frequência de amostragem, um osciloscópio analógico Iwatsu SS-7625 com largura de banda de 250MHz, e pontas de prova activa HP 54701A com factor multiplicativo de 10 para 1 e largura de banda de 2.5GHz (com alimentação e controlo de *offset* autónomo HP 1143A). Foram usados dois atenuadores com diversos valores (3dB, 6dB, 10dB e 20dB) para limitar o sinal de entrada de acordo com o ganho

que se pretendia medir, impedindo a saturação do amplificador. Dois pormenores deste conjunto de teste merecem especial atenção: i) o disparo dos osciloscópios foi feito no modo externo, utilizando uma referência adequada do gerador de pulsos, atenuada no caso do osciloscópio TDS 820. ii) o facto de se usar dois osciloscópios, sendo um de amostragem e o outro analógico, esteve na origem de problemas relacionados com a amostragem do sinal poder por vezes induzir em erros de observação; com este arranjo consegue-se confirmar os resultados utilizando o osciloscópio analógico.

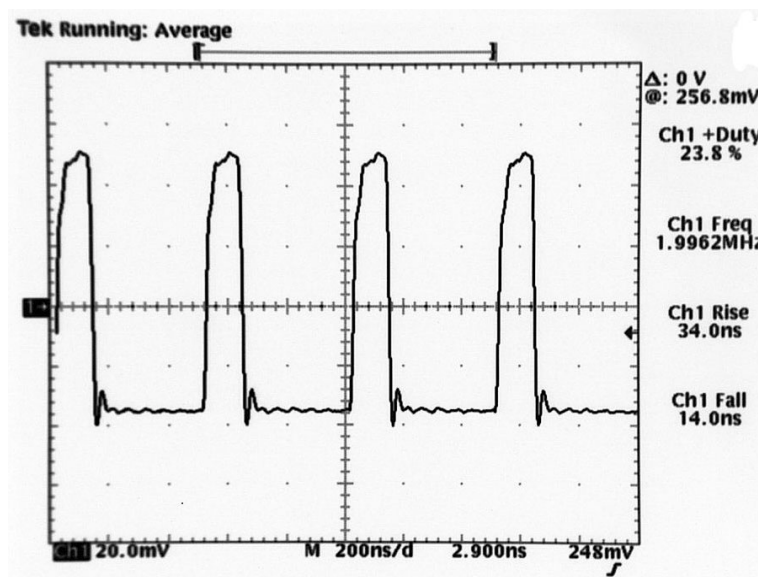


Fig. 90 Resposta transiente do amplificador de transimpedância no ganho máximo

A figura 90 mostra a resposta no tempo do amplificador de transimpedância no ganho máximo. O sinal de entrada escolhido simulava um sinal PPM-2 de 4Mb/s (um sinal quadrado de 2MHz com 25% de *duty-cycle*). Pode-se observar uma ligeira discrepância entre o tempo de subida 34ns e o tempo de descida 14ns. Esta discrepância pode ser atribuída a distorção causada por limitações de *slew rate*, não tendo sido observada para os restantes ganhos. Nos ganhos médio e mínimo os tempos de subida e descida observados foram semelhantes, na ordem dos 15ns. Em qualquer dos três casos não se observou nenhum indício de falta de compensação do amplificador. Outro parâmetro importante medido foi o *duty-cycle* do sinal de saída: nos três casos verificou-se um ligeiro encurtamento do pulso, sugerindo um erro do processo de medida e não um problema relacionado com insuficiente largura de banda ou distorção do pulso no amplificador. Os níveis DC do sinal de saída observados respeitam os valores observados durante a fase de

projecto e simulação, garantindo sinais com um patamar inferior de 1.5V e um patamar superior de 3.5V.

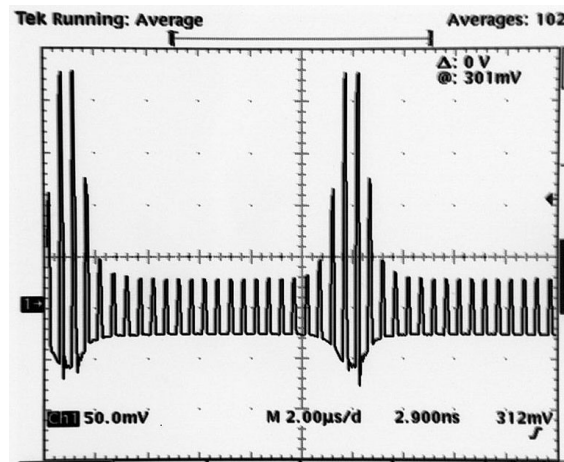


Fig. 91 Comutação de ganhos no amplificador de transimpedância

A figura 91 exhibe a comutação de ganhos no modo automático. Como se disse antes a comutação automática de ganho é feita de acordo com o nível do sinal de entrada. Para que o sistema de comutação funcione adequadamente é necessário implementar uma comparação de nível com histerese de forma a evitar comutações sucessivas de ganho para sinais de entrada com amplitude próxima do limiar de comutação. O que se observa nesta figura é precisamente um fenómeno de comutação sucessiva de ganho. O sinal de entrada foi ajustado de forma a cair no limiar de comutação entre duas bandas de ganho e o que à primeira vista poderia parecer um problema de histerese insuficiente; é na verdade mais complexo que isso. O problema das comutações sucessivas de ganho surge devido a pequenas diferenças do nível DC de saída nos diversos ganhos. Estas diferenças são realimentadas para a entrada onde são memorizadas nas capacidades do fotodíodo e filtragem, implicando um erro na determinação do ganho adequado. Este fenómeno tem contudo um carácter transitório dado que eventualmente acaba por se estabelecer um ganho (neste caso o ganho menor). Durante o estabelecimento destes transitórios pode-se comprometer o processo de recepção se este não for baseado num processo de comparação e saturação do sinal, uma vez que mesmo na transição entre ganhos não há perda do sinal. Um método possível para diminuir a amplitude destes transitórios pode passar pela redução da impedância de entrada do amplificador, desta forma as diferenças de nível DC deixam de afectar a entrada do amplificador. Contudo este método é pura especulação, além de que

é difícil em processos CMOS reduzir a impedância de entrada de amplificadores sem comprometer a estabilidade dos mesmos.

## 5.2 CIRCUITO DE EXTRACÇÃO DE RELAÇÃO SINAL RUÍDO

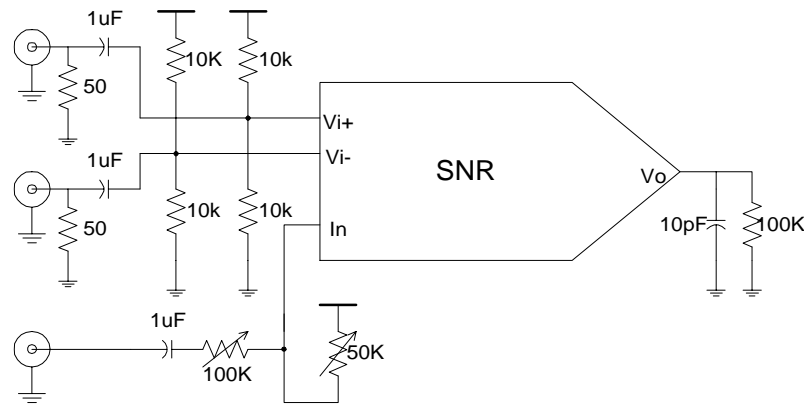


Fig. 92 Esquemático do circuito de teste do medidor de relação sinal ruído

A figura 92 mostra o circuito de teste utilizado para ensaiar o circuito de medição de relação sinal ruído. Nesta figura pode-se identificar os dois sinais de entrada deste circuito: o sinal diferencial de entrada ( $V_{i+}$  e  $V_{i-}$ ), e a amostragem do ruído ( $I_n$ ). Neste ensaio o fotodíodo foi simulado utilizando uma fonte de sinal pulsada (que se pode associar ao sinal de entrada), e a associação de um nível de tensão DC com uma componente variável (para simular o ruído do fotodíodo). Na construção deste circuito de teste teve-se o cuidado de aproximar tanto quanto o possível os estímulos de entrada utilizados nas simulações descritas no capítulo 4. As resistências de  $10\text{K}\Omega$  ligadas às entradas  $V_{i+}$  e  $V_{i-}$  garantem a polarização dos circuitos nos  $2.5\text{V}$  necessários. À saída foi colocada uma carga de  $100\text{K}\Omega$  em paralelo com uma capacidade de  $10\text{pF}$ . Foram ainda incluídas mais duas entradas que não se mostram nesta figura: i) a polarização do circuito, que utilizou uma corrente de  $50\mu\text{A}$ , e ii) a tensão de controlo do filtro passa baixo, que se implementou com um divisor resistivo capaz de gerar tensões DC entre  $4\text{V}$  e  $5\text{V}$ .

Os testes do circuito de medição de relação sinal ruído visaram essencialmente reproduzir os resultados obtidos durante a fase de projecto e simulação do mesmo, não sendo objectivo deste teste o comportamento do mesmo em ambiente real. Um teste em ambiente real produziria apenas resultados qualitativos pois não se pode quantificar directamente a



amplitude do ruído quântico nem a sua variação no tempo. Desta forma preferiu-se caracterizar o comportamento deste circuito ao nível da sua resposta no tempo, a qual permitiu analisar as curvas de resposta das etapas de divisão e multiplicação utilizadas.

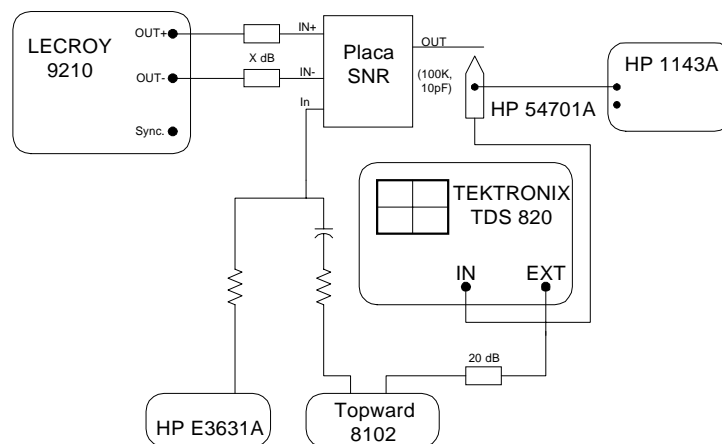


Fig. 93 Conjunto de teste do medidor de relação sinal ruído

A figura 93 mostra o conjunto de teste utilizado para testar o circuito de medição de relação sinal ruído. Uma vez mais foram usados o osciloscópio de amostragem Tektronix TDS 820, o gerador de pulsos diferencial LeCroy 9210 e as pontas de prova activas HP 54701A; inclui-se ainda um gerador de sinais de baixa frequência Topward 8102 e uma fonte de alimentação (comum a todos os circuitos de teste) HP E3631A para controlar o nível DC da corrente de ruído simulada. O sincronismo do osciloscópio foi feito em relação ao sinal de ruído por ser este sinal de menor frequência.

A figura 94 mostra a resposta no tempo do circuito de medição de relação sinal ruído. Os sinais de entrada consistiram: num pulso diferencial com amplitude de 2V, com *duty-cycle* variável e frequência de 10MHz aplicado às entradas  $V_{i+}$  e  $V_{i-}$  e um sinal triangular de baixa frequência (25KHz) com *offset* ajustável aplicado à entrada de amostragem de ruído. Na figura podem-se ver a saída do circuito de medição de relação sinal ruído (em cima) e o ruído de entrada (onda triangular em baixo). A resposta do circuito de medição nesta situação mostra uma clara proporcionalidade inversa na corrente de ruído simulada. Neste ensaio ajustou-se o ruído de entrada de forma a cobrir toda a gama dinâmica prevista, dos 2μA aos 280μA, mantendo a amplitude do sinal e entrada constante (2Vpp). Este resultado

mostra uma relação estreita com os resultados obtidos por simulação (veja-se o resultado da figura 82 na secção 4.3).

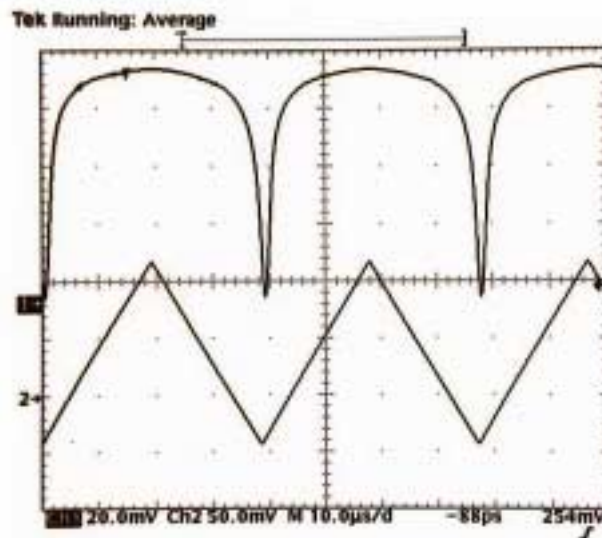


Fig. 94 Resposta transiente do circuito de medição de relação sinal ruído

Determinou-se também a influência do filtro passa baixo na resposta do circuito. Este actuava de forma a eliminar as componentes de alta frequência do sinal de entrada, preservando a estimativa média da relação sinal ruído. A sua frequência de corte foi avaliada em 1MHz, sendo o efeito de filtragem mais acentuado quando o sinal de entrada exhibe *duty-cycle* inferior (ou superior, pois o efeito é simétrico) a 50%. Os níveis DC do sinal de saída foram os esperados: 1.5V correspondente ao valor máximo da relação sinal ruído, e 2.5V correspondente ao valor mínimo da mesma. A limitação de frequência implementada no andar de amostragem de ruído exibiu uma frequência de corte de 1MHz tal como o previsto impedindo que o circuito de divisão reagisse a sinais demasiado rápidos.

Outro teste executado revelou o comportamento “estático” do circuito de medição de relação sinal ruído. Neste teste variou-se a amplitude do sinal de entrada para vários valores da corrente de ruído, permitindo observar a curva de resposta DC do circuito em função das duas variáveis de entrada (sinal e ruído). Esta curva encontra-se representada na figura 95. Note-se que os valores da relação sinal ruído aparecem representados em valor absoluto e em *Volts*. As razões desta representação são: proporcionar uma facil

interpretação do resultado e manter o significado da relação sinal ruído dentro do contexto utilizado. Normalmente a relação sinal ruído seria representada em dB (ou sem unidade); contudo visto que a estimativa da relação sinal ruído servirá como termo de comparação dentro de um circuito de processamento auxiliar, julgou-se adequado preservar a unidade em *Volts*.

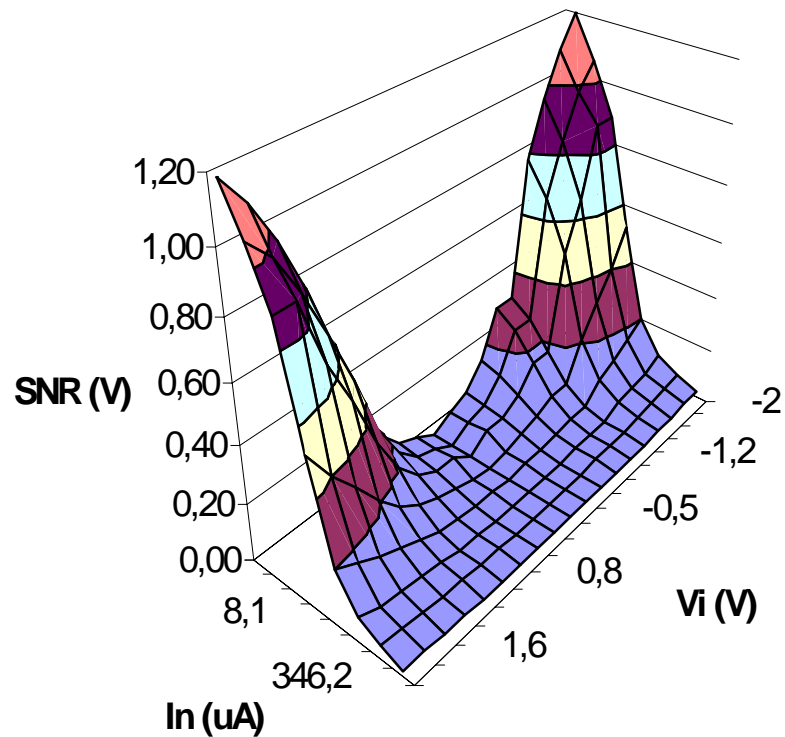


Fig. 95 Resposta DC do circuito de medição de relação sinal ruído

A figura 95 mostra claramente a dependência quadrática da relação sinal ruído no sinal de entrada e a dependência inversa na corrente de ruído, exibindo um padrão de simetria em torno do plano definido por  $V_i$  igual a 0V.

### 5.3 RECEPTOR SECTORIZADO

Os resultados dos testes ao receptor sectorizado apresentam um carácter qualitativo, visto que se pretendia apenas verificar o conceito desenvolvido para a unidade de sectorização face ao problema da comutação de ganhos no amplificador de transimpedância. Nesta secção apresentam-se resultados obtidos por simulação e também alguns resultados práticos. Verificou-se durante a fase de testes deste circuito ser difícil reproduzir na prática com o mesmo detalhe todos os resultados de simulação. Por esse facto apresentam-se apenas alguns resultados práticos ilustrativos da comutação entre sectores.

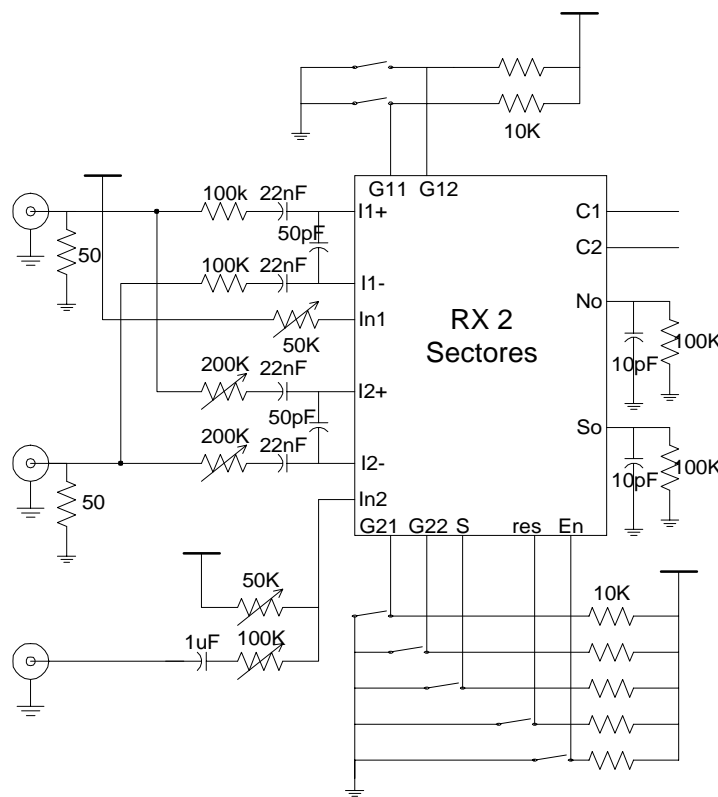


Fig. 96 Esquemático do circuito de teste do receptor sectorizado

A figura 96 representa o circuito utilizado nos testes e nas simulações. Neste circuito encontram-se representados os sinais de entrada dos dois sectores de recepção ( $I_{1+}$ ,  $I_{1-}$ ,  $I_{2+}$  e  $I_{2-}$ ), os sinais de controlo do ganho do amplificador de transimpedância nos dois sectores ( $G_{11}$ ,  $G_{12}$ ,  $G_{21}$ ,  $G_{22}$  - selecção de ganho - e  $S$  - selecção de modo automático ou manual), os sinais de entrada da corrente de ruído ( $I_{n1}$  e  $I_{n2}$ ), os sinais de controlo da unidade de sectorização ( $res$  - reset- e  $E_n$  - enable), e os sinais de saída ( $N_o$  - melhor relação sinal

ruído,  $S_o$  – Sinal do sector escolhido,  $C_1$  e  $C_2$  – ganho do sector escolhido). Os circuitos externos adicionais consistiram num conjunto de resistências variáveis que fazem a conversão tensão corrente, nas entradas de sinal ( $100\text{K}\Omega$  e  $200\text{K}\Omega$ ) e nas entradas de ruído ( $50\text{K}\Omega$  e  $100\text{K}\Omega$ ), os condensadores de filtragem do sinal ( $22\text{nF}$ ) e a capacidade do fotodíodo ( $50\text{pF}$ ). Os sinais de controlo são implementados com interruptores e resistências de *pull-up*. As cargas tradicionais utilizadas consistiram na associação paralela de uma resistência de  $100\text{K}\Omega$  e uma capacidade de  $10\text{pF}$ .

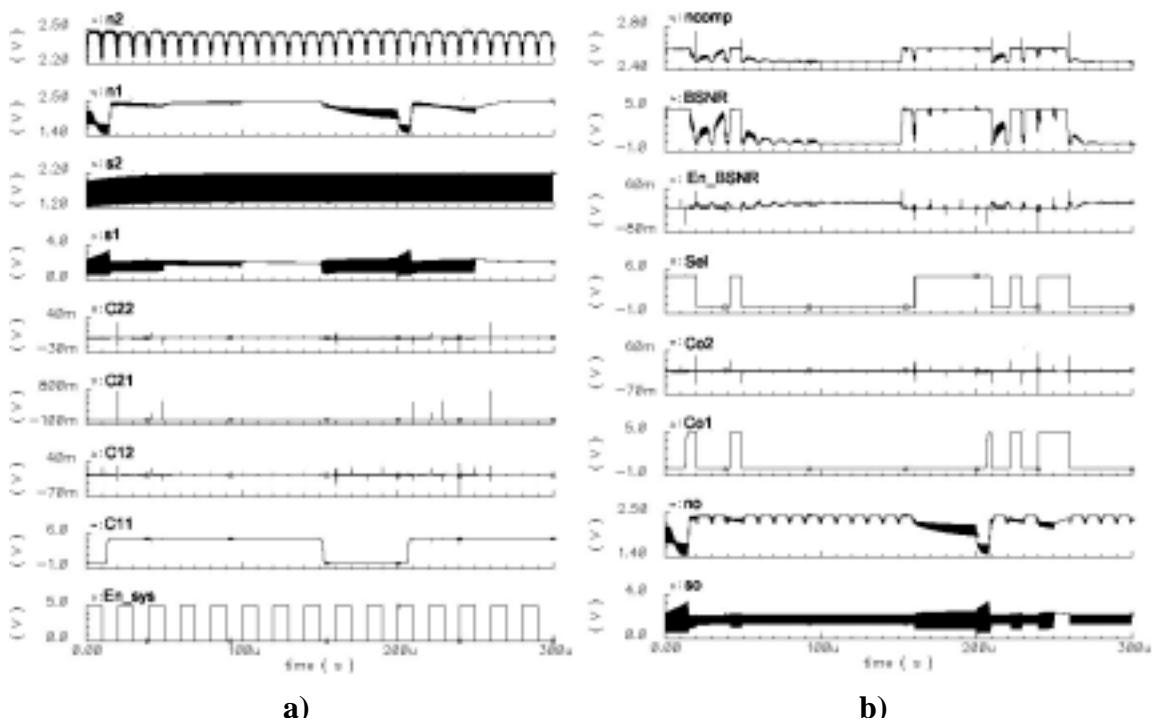


Fig. 97 Resultados de simulação do receptor sectorizado

As figuras 97 a) e b) mostram o resultado de uma simulação executada sobre o circuito do receptor sectorizado. Nesta simulação criou-se uma situação particular que permitisse observar o funcionamento do circuito de decisão. A figura 97 a) mostra o conjunto dos sinais de entrada utilizados. Na situação simulada configurou-se o sector 1 de forma a ter um controlo de ganho automático (as comutações de ganho podem ser observadas nos sinais  $C_{11}$  e  $C_{12}$ ), enquanto o sector 2 apresentava um ganho mínimo fixo (os sinais  $C_{21}$  e  $C_{22}$  não apresentam qualquer transição). Os sinais de entrada dos dois sectores foram substancialmente diferentes. Enquanto que para o sector 1 a amplitude do sinal de entrada variou de forma a que a saída exibisse comutações de ganho (como se pode ver em  $S_1$ ), o

sector 2 foi estimulado com um sinal de amplitude constante a meio da gama (cerca de  $100\mu\text{A}$  como se pode ver de  $S_2$ ). As áreas a negro devem-se a falta de resolução, pois a frequência do sinal nestes casos é da ordem dos 10MHz. O ruído de entrada foi igualmente configurado, no caso do sector 1 com amplitude constante (cerca de  $40\mu\text{A}$  de forma a que a relação sinal ruído deste sector dependesse da amplitude do sinal de entrada como se pode ver em  $N_1$ ), para o sector 2 utilizou-se um padrão triangular da corrente de ruído de forma a proporcionar a variação máxima da relação sinal ruído de saída (de  $2\mu\text{A}$  a  $280\mu\text{A}$ , como se pode ver em  $N_2$ ). O sinal de *enable* do sistema de decisão foi utilizado para simular a recepção de pacotes sucessivos de informação, exibindo um padrão periódico de 1's e 0's significando os instantes em que a decisão está inactiva ou activa respectivamente (ver sinal  $En_{sys}$ ).

Na figura 97 b) podem-se observar as saídas do sistema de decisão e alguns sinais intermédios acessíveis apenas por simulação. O primeiro sinal a contar de cima, *ncomp*, mostra a relação sinal ruído do sector com menor ganho, nas situações em que é necessário observar a necessidade de correcção (sectores com ganhos diferentes). O segundo, *BSNR*, mostra o resultado da comparação directa das relações sinal ruído dos dois sectores indicando os instantes em que o sector 1 apresenta melhor relação sinal ruído que o sector 2 com um nível lógico 1. O sinal  $En\_BSNR$  mostra os instantes em que a relação sinal ruído do sector com ganho menor é superior ao limiar estabelecido, neste caso não se verificou esta condição, pelo que o sistema de correcção não operou. O sinal *Sel* mostra a decisão do sector com melhor relação sinal ruído, o seu valor é decisivo sobre os sinais  $C_{o1}$ ,  $C_{o2}$ ,  $S_o$  e  $N_o$ ; pode-se observar que as suas transições ocorrem apenas quando o sinal  $En_{sys}$  apresenta o valor lógico 0 indicando a capacidade de habilitar ou não o sistema de decisão. Os sinais  $C_{o1}$  e  $C_{o2}$  transportam informação sobre o ganho do sector escolhido, possibilitando a interligação de sistemas com maior numero de sectores de recepção. Finalmente  $S_o$  e  $N_o$  representam o sinal e a relação sinal ruído do sector com melhor relação sinal ruído; em particular,  $N_o$  mostra claramente os instantes em que a relação sinal ruído do sector 1 é superior à relação sinal ruído do sector 2.

O sector com escolha automática de ganho (sector 1) apresenta mesmo na simulação, o efeito transitório da comutação de ganhos analisado em 5.1 (ver o sinal  $S_1$ ). Este efeito não

é bem visível neste exemplo mas surge devido à forma como foi construído o estímulo de entrada, apresentando variações de amplitude quase instantâneas.

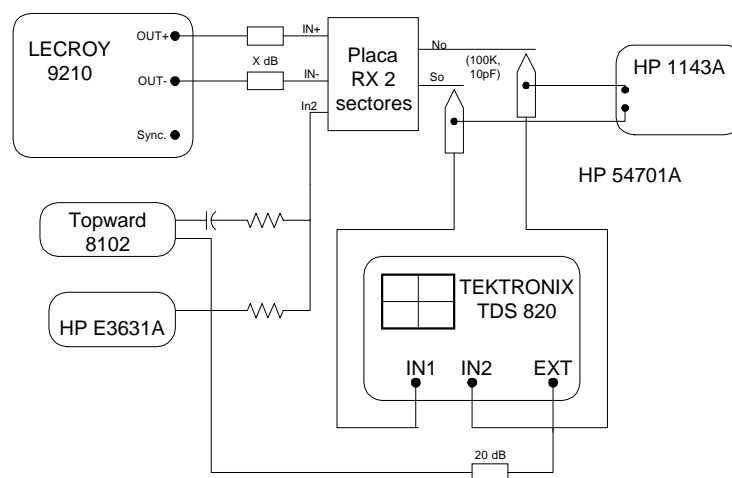


Fig. 98 Conjunto de teste do receptor sectorizado

A figura 98 mostra o conjunto de teste utilizado para ensaiar o receptor sectorizado. A resposta do receptor foi observada apenas no domínio do tempo por dois motivos: i) não fazia sentido observar o comportamento do circuito com um analisador de espectro quando se esperava observar comutações de ganho e sector de recepção. ii) o facto de o circuito implementado exibir um nível de ruído demasiado elevado invalidou uma análise em frequência dos sistema, tornando mesmo difícil observar resultados no domínio do tempo. O equipamento de medida utilizado consistiu no osciloscópio de amostragem Tektronix TDS 820, o gerador de pulsos diferencial LeCroy 9210, a fonte de sinal Topward 8102, mais os restantes acessórios antes descritos.

O nível de ruído observado nos sinais chegava a atingir amplitudes da ordem dos 200mV, tendo como principais origens os sistemas de decisão digitais incluídos (sistema de comutação de ganhos e sectorização). Esta interferência nefasta é um problema bastante comum a circuitos integrados mistos (analógico-digitais) como este. Os métodos de redução de interferências foram já abordados em 4.4 nas considerações sobre *layout*. Apesar de se terem tomado alguns cuidados no desenho do *layout*, o isolamento entre as componentes digitais e analógicas não foi o melhor. O principal problema no desenho do *layout* foi os longos percursos dos sinais dos amplificadores de transimpedância e das unidades de medição de relação sinal ruído, até à unidade de sectorização (da ordem dos

1500 $\mu$ m). A agravar estes percursos incluíam sinais digitais e atravessavam unidades de decisão digitais. Pensa-se pois ser esta a causa dos problemas de ruído bem como uma significativa perda de largura de banda do sistema.

A situação utilizada nos teste do receptor sectorizado foi tão próxima quanto o possível da situação de simulação, tendo como principal diferença o facto do ganho dos amplificadores de transimpedância dos dois sectores ser estabelecido de forma manual. O ruído de entrada dos dois sectores seguiu o mesmo padrão da simulação, ruído fixo num sector e ruído triangular no outro. As amplitudes do sinal de entrada nos dois sectores podiam ser ajustadas (ver figura 96) de forma a serem diferentes e cobrir assim um leque variado de situações de decisão. Observou-se que o sistema de decisão cumpria com as especificações: i) com ganhos iguais o sector escolhido foi o que apresentava melhor relação sinal ruído, ii) com ganhos diferentes o sector escolhido seria o sector com ganho menor desde que a sua relação sinal ruído fosse superior ao limiar estabelecido (cerca de 2.5V foi o valor utilizado nos testes).

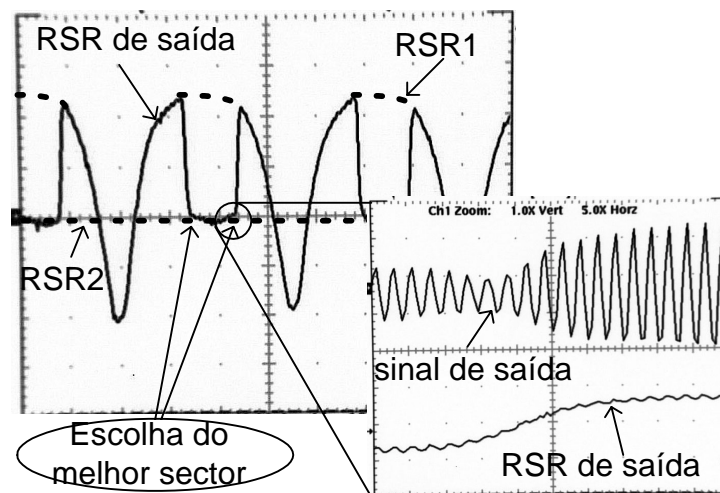


Fig. 99 Escolha da melhor relação sinal ruído

A figura 99 mostra a relação sinal ruído à saída do receptor sectorizado, onde se pode observar uma comutação de sector, neste caso a componente variável correspondia ao sector 1 (RSR1) com ganho mínimo enquanto que o sector 2 possuía um ganho superior e ruído fixo (RSR2). O desnível de tensão exibido nas transições corresponde à histerese dos comparadores utilizados na unidade de sectorização. As imperfeições patentes no sinal



mostrado devem-se ao facto de se usar um modo de aquisição em média, do sinal. Desta forma foi possível eliminar parte do ruído observado em modo contínuo.

Na figura 99 mostra-se uma ampliação de um instante de comutação de sector, em cima representa-se o sinal do sector escolhido (diferenciado pela diferença de amplitudes já mencionada) e a relação sinal ruído de saída (em baixo, onde se vê claramente o efeito da aquisição em média). O sinal de saída mostrado na ampliação da figura 99 mostra um claro efeito de arredondamento dos pulsos (isto foi observado mesmo no modo contínuo) evidenciando uma clara perda de largura de banda. Esta perda de largura de banda deve-se fundamentalmente às capacidades parasitas elevadas introduzidas pelos percursos longos utilizados.



## 6 CONCLUSÕES E LINHAS PARA INVESTIGAÇÃO FUTURA

### 6.1 SUMÁRIO

Nesta dissertação explorou-se o maior problema associado à implementação de receptores ópticos por infravermelhos, a necessidade de se estimar a relação sinal ruído do receptor. Começou-se por especificar o sistema de referência, um receptor óptico sectorizado com dois sectores de recepção, utilizando um esquema de selecção do tipo *best sector*. Conclui-se durante a fase de especificação ser esta estratégia a mais simples e adequada á implementação em microcircuito de todo o sistema. Os dois sectores de recepção implementados incluíam um amplificador óptico e uma unidade de medição de relação sinal ruído.

O amplificador óptico utilizado consistiu num amplificador de transimpedância com ganhos comutados. Optou-se pela configuração de transimpedância em detrimento das configurações de baixa e alta impedância por esta representar o melhor compromisso entre sensibilidade e largura de banda. O facto de utilizar um esquema de comutação automática de ganho deveu-se à necessidade de satisfazer uma elevada gama de entrada (cerca de 60 dB ópticos). A análise de ruído e sensibilidade deste amplificador mostrou que o projecto foi o adequado para os objectivos ambicionados e revelou métodos de compensação e diminuição do ruído equivalente de entrada do mesmo.

A unidade de medição de relação sinal ruído foi projectada levando em conta diversos aspectos:

- A gama dinâmica dos amplificadores de transimpedância utilizados na detecção do sinal óptico.
- Os diferentes ganhos de transimpedância que pode exibir o amplificador projectado devido ao esquema de comutação ganhos adoptado.
- O tipo de selecção/cominação utilizado na unidade de sectorização, bem como a possível correcção de ganhos.
- A variação máxima do ruído no fotodetector devido aos mecanismos geradores de ruído óptico (maioritariamente ruído quântico) e as fontes de iluminação presentes.

Foram investigadas várias arquitecturas para a implementação da unidade de medição de relação sinal ruído, todas elas exibindo propriedades de multiplicação e divisão de sinais no domínio analógico. Entre as arquitecturas exploradas: amplificadores logarítmicos, circuitos de processamento em corrente, *current conveyors*, malhas translineares, multiplicadores e divisores, optou-se pelos multiplicadores de Gilbert por esta solução representar o melhor compromisso entre precisão do cálculo da relação sinal ruído, potência máxima consumida e área de *layout*. Outros factores que influenciaram esta decisão foram: i) a zona de funcionamento dos transístores; prevaleceu o caso dos transístores a funcionar na saturação sobre as alternativas de funcionamento na zona linear ou inversão fraca. ii) a complexidade dos circuitos envolvidos; usou-se de uma forma geral circuitos conceptualmente simples que conduzissem a uma solução repetitiva. iii) resultados publicados das soluções investigadas; prevaleceram soluções aceites como incontestáveis pela comunidade científica.

O circuito implementado utilizou uma tecnologia CMOS standard de 0.8 $\mu$ m com duas camadas de metal e silício policristalino ocupando uma área total de cerca de 4mm<sup>2</sup>. Tendo-se demonstrado na prática o funcionamento dos conceitos envolvidos, nomeadamente:

- O amplificador de transimpedância apresentou os três ganhos esperados de 8K $\Omega$ , 40K $\Omega$  e 400K $\Omega$  numa largura de banda de 10MHz com um fotodetector de capacidade 50pF, exibindo alguns problemas de flutuação do nível DC que podem comprometer o sistema de comutação de ganhos durante a comutação de um ganho alto para um ganho menor.
- A relação sinal ruído foi estimada com elevada precisão, suportando gamas dinâmicas de entrada e saída de 50dB e exibindo uma largura de banda ajustável até 1.2MHz.
- O conceito de sectorização best sector introduzido neste texto funcionou eficazmente, limitando apenas a largura de banda dos sinais de saída. Esta limitação teve como origem os percursos diferenciais bastante longos, utilizados para conduzir os sinais da entrada até à saída. Sendo estes sujeitos a interferências, ruído e aos parâmetros distribuídos das linhas utilizadas.

## 6.2 LINHAS DE DESENVOLVIMENTO FUTURAS

O trabalho que culminou nesta dissertação criou os meios que possibilitaram a implementação de um receptor sectorizado de teste. Pensa-se contudo ser possível estender o conceito e implementar um receptor sectorizado completo, sendo os problemas a enfrentar:

- O aumento da largura de banda dos amplificadores de transimpedância de forma a suportar maiores taxas de transferência.
- Aumentar o numero de sectores de recepção, estudando métodos de sectorização mais imunes ao ruído, interferências e capacidades parasita.
- Reduzir o consumo tanto quanto o possível, de forma a tornar esta solução bastante competitiva.
- Reduzir a área de layout de forma a reduzir os custos de implementação bem como aumentar a eficiência do projecto.

Estes objectivos poderão ser alcançados se forem feitos os esforços adequados:

- Escolha de uma tecnologia mais rápida, BiCMOS ou CMOS de 0.6 $\mu$ m.
- Estudo de malhas de adaptação activas entre o fotodetector e o amplificador.
- Melhorar ou recorrer a tecnologias mais imunes a interferências e ruído.



## **7 BIBLIOGRAFIA**

### **7.1 LIVROS**

[Zie70] “Noise: Sources, Characterization, Measurement”, Aldert Van Der Ziel, Prentice-Hall, 1970.

[Boa83] “Mathematical Methods in the Physical Sciences”, Mary L. Boas, Wiley, 1983.

[Smi86] “Modern Communication Circuits”, Jack Smith, McGraw-Hill, 1986.

[Gre86] “Analog MOS Integrated Circuits for Signal Processing”, Roubik Gregorian, Gabor C. Temes, John Wiley & Sons 1986.

[All87] “CMOS Analog Circuit Design”, Phillip E. Allen, Douglas R. Holberg, Holt Rinehart and Winston inc. 1987.

[Mil87] “Microelectronics”, Jacob Millmann, Arvin Grabel, McGraw-Hill, 1987.

[Ant88] “Semiconductor Device Modeling with SPICE”, Paolo Antognetti, Giuseppe Massobrio, McGraw-Hill, 1988.

[Ott88] “Noise Reduction Techniques in Electronic Systems”, Henry W. Ott, Wiley 1988.

[Tsi88] “Operation and Modeling of the MOS Transistor”, Yannis P. Tsividis, McGraw-Hill, 1988.

[Mea89] “Analog VLSI and Neural Systems”, Carver Mead, Addison Wesley, 1989.

[Gei90] “VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuits”, Randall L. Geiger, Phillip E. Allen and Noel R. Strader, McGraw-Hill, 1990.

[Dav91] “Analog Electronic Circuit Design”, Jan Davidse, Prentice-Hall, 1991.

[Mey93] “Analysis and Design of Analog Integrated Circuits”, Paul R. Gray and Robert G. Meyer, Wiley 1993.

[Wes93] “Principles of CMOS VLSI Design: A Systems Perspective”, Neil H. E. Weste and Kamram Eshraghian, Addison Wesley, 1993.

[Wie93] “Analysis and Synthesis of MOS Translinear Circuits”, Remco J. Wiegerink, Evert Seevinck, Kluwer Academic Publishers, 1993.

[Fra94] “Design of Analog-Digital VLSI Circuits for Telecommunications and Signal Processing”, José E. Franca, Yannis Tsividis, Prentice Hall 1994.

[Lak94] “Design of Analog Integrated Circuits and Systems”, Kenneth R. Laker, Willy Sansen, MacGraw-Hill, 1994.

[San94] “Analog Circuit Design: MOST RF Circuits, Sigma-Delta Converters and Translinear Cicuits”, Willy Sansen, Johan H. Huijsing, Rudy J. van der Plassche, Kluwer Academic Publishers, 1994.

[San95] “Analog Circuit Design: Low-Power Low-Voltage, Integrated Filters and Smart Power”, Willy Sansen, Johan H. Huijsing, Rudy J. van der Plassche, Kluwer Academic Publishers, 1995.

[Gra96] “Photodiode Amplifiers: op amp solutions”, Jerald Graeme, McGraw-Hill, 1996.

[Ale97] “Optical Communication Receiver Design”, Stephen B. Alexander, SPIE Optical Engineering Press, 1997.

## **7.2 TESES DE DOUTORAMENTO OU MESTRADO**

[Lom90] “Broadband Free-Space Atmospheric Optical Communications: A Design Study”, Cipriano R. A. T. Lomba, Dissertation Submitted in Partial Fulfilment of the Requirements for the Degree of Master of Science, University College of North Wales, Bangor United Kingdom, Novembro 1990.

[Val95] “Redes de Comunicações de Área Local Não-Cabladas por Raios Infravermelhos”, Rui T. Valadas, Tese de Doutoramento apresentada à Universidade de Aveiro em Novembro de 1995.



[Lom97] “Comunicações Ópticas em Espaço Livre para Ambientes Interiores: Modelação, Simulação e Optimização do Canal Óptico”, Cipriano R. A. T. Lomba, Tese de Doutoramento apresentada à Universidade de Aveiro em Maio de 1997.

[Mor97] “Sistemas de Transmissão Ópticos em Espaço Livre para Ambientes Interiores”, Adriano J. C. Moreira, Tese de Doutoramento apresentada à Universidade de Aveiro em Fevereiro de 1997.

### **7.3 PUBLICAÇÕES EM REVISTA E CONFERÊNCIAS**

[Bul86] “A CMOS Four-Quadrant Analog Multiplier”, Klass Bult, Hans Wallinga, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Junho 1986.

[Won86] “Wide Dynamic Range Four-Quadrant CMOS Analog Multiplier Using Linearized Transconductance Stages”, S. L. Wong, N. Kalyanasundaram, C. A. T. Salama, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Dezembro 1986.

[Qin87] “A  $\pm 5$ -V CMOS Analog Multiplier”, Shi-Cai Qin, Randy L. Geiger, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Dezembro 1987.

[Fin87] “A MOS Four-Quadrant Analog Multiplier Using the Quarter-Square Technique”, Jesús S. Peña-Finol, J. Alvin Connelly, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Dezembro 1987.

[Pie88] “A 50-Mbit/s CMOS Monolithic Optical Receiver”, David M. Pietruszynski, John M. Steininger, Eric J. Swanson, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Dezembro 1988.

[Cha89] “Stability and Noise Performance of Constant Transimpedance Amplifier with Inductive Source”, Zhongyuan Chang, Willy M. C. Sansen, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Fevereiro 1989.

[Kha89] “MOS Multiplier/Divider Cell for Analogue VLSI”, N. I. Khachab, M. Ismail, Electronics Letters, Novembro 1989.

- [San90] “Limits of Low Noise Performance of Detector Readout Front Ends in CMOS Technology”, Willy M. C. Sansen, Zhong Yuan Chang, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Novembro 1990.
- [Son90] “An MOS Four-Quadrant Analog Multiplier Using Simple Two-Input Squaring Circuits with Source Followers”, Ho-Jun Song, Choong-Ki Kim, IEEE Journal of Solid-State, Junho 1990.
- [Was91] “Current Multiplier/Divider Circuit”, H. Wasaki, Y. Horio, S. Nakamura, Electronics Letters, Março 1991.
- [Bot92] “CMOS Analogue Current-Steering Multiplier”, T. Botha, Electronics Letters, Março 1992.
- [Kim92] “Four-Quadrant CMOS Analogue Multiplier”, Y. H. Kim, S. B. Park, Electronics Letters, Março 1992.
- [Ngo92] “CMOS Phase Detector and Four Quadrant Multiplier for Implementation in Analogue Neural Networks”, Electronics Letters, J. E. Ngolediage, S. S. Dlay and R. N. Gorgui Naguib, Electronics Letters, Junho 1992.
- [Liu93] “Nonlinear Circuit Applications with Current Conveyors”, S. I. Liu, D. S. Wu, H. W. Tsao., J. Wu, J. H. Tsay, IEE Proceedings-G, Fevereiro 1993.
- [Liu93b] “CMOS four quadrant multiplier using bias offset cross-coupled pairs”, S. I. Liu, Y. S. Hwang, Electronics Letters, Setembro 1993.
- [Val94] “Sectorized Receivers for Indoor Wireless Optical Communication Systems”, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, Proceedings of the Fifth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC’94), The Hague, Netherlands, 1994.
- [Kim94] “Analysis of An MOS Four-Quadrant Analog Multiplier Using Simple Two-Input Squaring Circuits with Source Followers”, Katsuji Kimura, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Janeiro 1994.

- [Wil94] “Analysis of nonlinearities in MOS floating resistor networks”, G. Wilson, P. K. Chan, IEE Proc.-Circuits Devices Syst., Abril 1994.
- [Sax94] “A Four-Quadrant CMOS Analogue Multiplier for Analog Neural Networks ”, Naxin Saxena, James J. Clark, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Junho 1994.
- [Liu94] “CMOS Four-Quadrant Multiplier Using Bias Feedback Techniques”, Shen-Iuan Liu, Yuh-Shyan Hwang, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Junho 1994.
- [Liu94] “Low voltage CMOS four-quadrant multiplier ”, S. I. Liu, Electronics Letters, Dezembro 1994.
- [Lee95] “Four-quadrant CMOS analogue multiplier for artificial neural networks ”, S. T. Lee, K. T. Lau, L. Siek, Electronics Letters, Janeiro 1995.
- [Liu95a] “CMOS Squarer and Four-Quadrant Multiplier”, Shen-Iuan Liu, Yuh-Shyan Hwang, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Fevereiro 1995.
- [Liu95b] “Realisation of analogue divider using current feedback amplifiers”, S. I. Liu, J. J.Chen, IEE Proc.-Circuits Devices Syst., Fevereiro 1995.
- [Cha95] “CMOS analogue adder”, H. Chaoui, Electronics Letters, Fevereiro 1995.
- [Bru95] “Class AB CMOS first generation current conveyor” E. Bruun, Electronics Letters, Março, 1995.
- [Fab95] “Third-generation current conveyor: a new helpfull active element”, A. Fabre, Electronics Letters, Março, 1995.
- [Liu95c] “Square-rooting and vector summation circuits using current conveyors”, S. I. Liu, J. J.Chen, IEE Proc.-Circuits Devices Syst., Agosto 1995.
- [Kim95] “An MOS Four-Quadrant Analog Multiplier Based on Multitail Technique Using a Quadritail Cell as a Multiplier Core”, Katsuji Kimura, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Agosto 1995.

- [Liu95d] “CMOS Analog Divider and Four-Quadrant Multiplier Using Pool Circuits ”, Shen Iuan Liu, Cheng-Chieh Chang, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Setembro 1995.
- [Liu96a] “Analogue squarer and multiplier based on MOS square-law characteristic”, S. – I. Liu, D. –J. Wei, Electronics Letters, Março 1996.
- [Chi96] “ CMOS differential difference current conveyors and their applications”, W. Chiu, S. –I. Liu, H. –W. Tsao, J. –J. Chen, IEE Proc.-Circuits Devices Syst. Abril 1996.
- [Men96] “CMOS tunable current divider”, C. H. J. Mensink, B. Nauta, Electronics Letters, Maio 1996.
- [Liu96b] “Low-voltage CMOS four quadrant multiplier based on square difference identity”, S. –I. Liu, C. –C. Chang, IEE Proc. –Circuits Devices Syst. Junho 1996.
- [Kim96] “ Some Circuit Design Techniques for Low-Voltage Analog Functional Elements Using Squaring Circuits”, Katsuji Kimura, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Julho 1996.
- [Oli96] “Four-quadrant class AB CMOS current multiplier”, O. Oliaei, P. Loumeau, Electronics Letters, Dezembro 1996.
- [Kha97] “Wireless Infared Communications”, Joseph M. Khan, John R. Barry, Proceedings of the IEEE, Fevereiro 1997
- [Tav97] “Design and Implementation of a Maximal-Ratio Angle-Diversity Receiver for Optical Wireless Communication Systems”, António R. Tavares, Rui T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, Wireless technologies and Systems: Millimeter-Wave and Optical, Proceedings of SPIE, Vol. 3232, Dallas, Texas, Novembro 1997.
- [Val97] “Angle Diversity to Combat the Ambient Noise in Indoor Optical Wireless Communications Systems”, Rui T. Valadas, António R. Tavares, A. M. de Oliveira Duarte, International Journal of Wireless Information Networks, 1997.

[Cur98] “A High Transimpedance-Bandwidth, High Dynamic Range CMOS Front-End for Open Air Optical Links”, ICECS98, 5th IEEE Conference on Electronics, Circuits and Systems, Lisboa, Portugal, Setembro 1998.

[Giu98] “A 1.5V CMOS Voltage Multiplier”, G. Giustolisi, G. Palmisano, G. Palumbo, ICECS98, 5th IEEE Conference on Electronics, Circuits and Systems, Lisboa, Portugal, Setembro 1998.

[Kur98] “A High Performance Class AB Current Conveyor”, Takashi Kurashina, Satomi Ogawa, Kenzo Watanabe, ICECS98, 5th IEEE Conference on Electronics, Circuits and Systems, Lisboa, Portugal, Setembro 1998.

[Lin98] “A 1.8V Low-Power CMOS High-Speed Four Quadrant Multiplier with Rail-to-Rail Differential Input”, Chi-Hung Lin, Mohammed Ismail, ICECS98, 5th IEEE Conference on Electronics, Circuits and Systems, Lisboa, Portugal, Setembro 1998.

[Deb98] “Multiplier for RF applications”, C. J. Debono, F. Maloberti, J. Micallef, Electronics Letters, Novembro 1998.

[Bru99] “On Dynamic Range Limitations of CMOS Current Conveyors”, Erik Bruun, ISCAS99, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Orlando, Florida, Maio 1999.

[Cha99] “Fully Differential Current-Input CMOS amplifier Front-End Suppressing Mixed Signal Substrate Noise for Optoelectronic Applications”, Jae J. Chang, Myunghee Lee, Sungyong Jung, Martin A. Brooke, Nan M. Jokerst, D. Scott Wills, ISCAS99, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Orlando, Florida, Maio 1999.

[Pes99] “A Wide Linear Range Four Quadrant Multiplier in Subthreshold CMOS”, Alberto Pesavento, Christof Koch, ISCAS99, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Orlando, Florida, Maio 1999.

[Vas99] “A Novel High-Gain, High Bandwidth CMOS Differential Front-End for Wireless Optical Systems”, ISCAS99, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Orlando, Florida, Maio 1999.

## **7.4 RELATÓRIOS**

[Tav97b] “Considerações Iniciais Necessárias ao Desenvolvimento do Receptor Óptico Sectorizado”, António Tavares, Projecto IRWLAN, Instituto de Telecomunicações, Setembro 1997.

## **8 APÊNDICES**

## 8.1 CONCEITOS DE RUÍDO EM MOSFET'S

O ruído presente nos transístores MOS é basicamente de duas origens: ruído térmico, gerado na resistência do canal, e ruído *flicker* presente em todos os elementos activos. Nos FET's de junção ainda se considera o ruído *shot* gerado na junção da porta. No caso dos transístores MOS o usual é ter uma fonte de ruído entre o dreno e a fonte, cujo valor é agora apresentado em duas situações particulares de funcionamento.

### 8.1.1 Funcionamento na Zona de Saturação

Quando na saturação, a corrente de ruído num MOSFET tem uma densidade espectral dada por:

$$\frac{\overline{i_{ds}^2}}{\Delta_f} = 4kT \left( \frac{2}{3} g_m \right) + \frac{k_1 I_d^a}{f} \quad (A^2/Hz) \quad (8.1)$$

sendo a primeira componente o ruído térmico no canal  $k$  é constante de *Boltzmann* e  $T$  é a temperatura em °K. A segunda componente é o ruído *flicker*, em que  $k_1$  e  $a$  são constantes do processo.<sup>7</sup>

### 8.1.2 Funcionamento na Zona Linear

Na zona linear, a corrente de ruído contém na mesma as duas componentes de ruído, no entanto as expressões são algo diferentes:

$$\frac{\overline{i_{dl}^2}}{\Delta_f} = 4kTR + \frac{k_1}{c_{ox} W L f} \quad (A^2/Hz) \quad (8.2)$$

$k$  é a constante de *Boltzmann*,  $k_1$  é uma constante do processo,  $T$  é a temperatura em °K e  $R$  é a resistência incremental do canal, cujo valor é dado por  $R \approx \frac{1}{2k(V_{GS} - V_t)}$ .<sup>8</sup>

---

<sup>7</sup> O subscrito ds refere-se a corrente de dreno na saturação.



## 8.2 MODELO DE FUNCIONAMENTO DOS TRANSISTORES MOS

Co o intuito de esclarecer quais os modelos matemáticos da resposta dos transístores MOS, utilizados na maioria das análises apresentadas nesta dissertação, inclui-se aqui algumas expressões demonstrativas. Para um conhecimento mais aprofundado sobre o assunto remete-se para as referências [Tsi88] e [Ant88].

### 8.2.1 Na Zona de Saturação

Na inversão forte ( $V_{GS} \geq V_H$ )<sup>9</sup> a corrente que flui no canal pode ser descrita de uma aproximada por:

$$I_D = \frac{W}{L} \mu C_{ox} \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2} \quad (A) \quad (8.3)$$

quando se verifica a condição de saturação do canal, ou seja  $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ . Nesta equação  $C_{ox}$  representa a capacidade por unidade de área da camada de óxido de silício na zona da porta,  $\mu$  representa a mobilidade dos portadores majoritários e depende do tipo de transístor NMOS ou PMOS,  $W$  e  $L$  representam as dimensões do transístor, respectivamente o comprimento e a largura.  $V_T$  é a tensão limiar de condução dada por:

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left( \sqrt{\phi_B + V_{SB}} - \sqrt{\phi_B} \right) \quad (V) \quad (8.4)$$

A equação (8.4) caracteriza o denominado efeito de corpo, que se reflecte na dependência da tensão limiar  $V_T$  na tensão  $V_{SB}$  (entre a fonte e o substrato). Este efeito é caracterizado pelo parâmetro  $\gamma$ .

---

<sup>8</sup> O subscrito dl refere-se a corrente de dreno na zona linear

<sup>9</sup>  $V_H \approx V_{FB} + 2\phi_F + \gamma \sqrt{2\phi_F + V_{SB}} + V_Z$

### 8.2.2 Na Zona Linear

Na inversão forte o transistor MOS pode ser operado no chamado modo linear ou triodo, caracterizado pela dependência quase linear da corrente de dreno na tensão entre o dreno e a fonte. Este modo é caracterizado por:

$$I_D = \frac{W}{L} \mu C_{ox} \left[ (V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (A) \quad (8.5)$$

Esta equação é válida para valores de  $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$ .

### 8.2.3 Na Inversão Fraca

Na inversão fraca o comportamento do transistor MOS deixa de ser quadrático e torna-se exponencial, no entanto a magnitude das correntes é criticamente baixa (alguns nA), conduzindo a frequências de operação extremamente reduzidas (alguns KHz no máximo). A inversão fraca tem sido bastante explorada devido á necessidade actual de operar cada vez mais com alimentações reduzidas, tendo-se imposto essencialmente nas técnicas de polarização, geradores de base de tempo não muito rápidos, redes neuronais, etc...

A inversão fraca é caracterizada pela condição  $V_L \leq V_{GS} < V_M^{10}$ . Nesta condição a corrente de dreno é expressa por:

$$I_D = \frac{W}{L} I_x e^{(V_{GS} - V_x)/(n\phi_t)} (1 - e^{-V_{DS}/\phi_t}) \quad (A) \quad (8.6)$$

---

<sup>10</sup>  $V_M \approx V_{FB} + 2\phi_F + \gamma \sqrt{2\phi_F + V_{SB}}$   
 $V_L \approx V_{FB} + \phi_F + \gamma \sqrt{\phi_F + V_{SB}}$

sendo:

$$V_x = V_{FB} + 1.5\phi_F + \gamma\sqrt{1.5\phi_F + V_{SB}} \quad (V) \quad (V)$$

$$I_x = \mu C_{ox} \phi_t^2 \frac{\gamma}{2\sqrt{1.5\phi_F + V_{SB}}} e^{-0.5\phi_F/\phi_t} \quad (A) \quad (A)$$

$$n = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{1.5\phi_F + V_{SB}}}$$

Pode-se ainda considerar a zona de inversão moderada caracterizada pela condição  $V_M \leq V_{GS} < V_H$ . No entanto as expressões antes apresentadas são mais que suficientes para uma primeira análise dos circuitos antes descritos.

## 8.2.4 Modelo de Pequeno Sinal

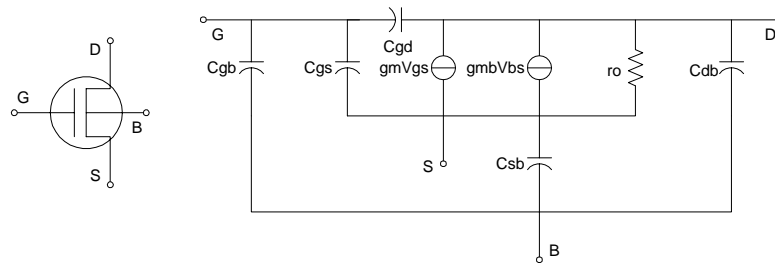


Fig. 100 Modelo de pequeno sinal do transistor MOS

A figura 100 Representa o modelo de pequeno sinal de um transistor MOS. Deste modelo fazem parte duas fontes de corrente controladas, as capacidades das junções com o substrato, as capacidades associadas ao terminal da porta, e a resistência de saída. Estes parâmetros podem ser descritos de forma aproximada pelas seguintes expressões:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \approx \sqrt{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_D} \quad (A/V) \quad (8.7)$$

$$g_{mb} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} \approx \frac{\gamma g_m}{2\sqrt{2\phi_F + V_{SB}}} \quad (A/V) \quad (8.8)$$

$$r_o = \left( \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right)^{-1} = \frac{L_{eff}}{I_D} \left( \frac{dX_d}{dV_{DS}} \right)^{-1} = \frac{1}{\lambda I_D} \quad (\Omega) \quad (8.9)$$

$$C_{sb} = \frac{C_{sb0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{SB}}{\psi_0}}} \quad (F) \quad (8.10)$$

$$C_{db} = \frac{C_{db0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{DB}}{\psi_0}}} \quad (F) \quad (8.11)$$

$$C_{gd} = C_{ox} W L_D \quad (F) \quad (8.12)$$

$$C_{gs} = C_{ox} W L_D + \frac{2}{3} W L C_{ox} \quad (F) \quad (8.13)$$

A capacidade  $C_{gb}$  pode ser considerada nula. Estas aproximações só são válidas na zona de saturação. Optou-se aqui por exprimir apenas o modelo equivalente de pequeno sinal na inversão forte e na zona de saturação devido a ser esta a condição mais usual de funcionamento.

### 8.2.5 Efeitos Secundários

Os modelos descritos podem ser influenciados por uma quantidade muito vasta de efeitos parasita, nomeadamente: a variação da mobilidade, a variação da temperatura, a variação da largura efectiva do canal, entre outros. Optou-se aqui por descrever a matemática associada a alguns destes efeitos, porém esta análise apenas é exposta para o caso de o transístor operar na saturação sob a condição de inversão forte do canal.

#### 8.2.5.1 Mobilidade Efectiva

A mobilidade dos portadores de carga pode variar. Esta variação pode ser atribuída às variações das tensões que controlam a condução no canal,  $V_{GS}$  e  $V_{SB}$ . Uma forma aproximada de contabilizar a variação da mobilidade é expressa pela seguinte equação:

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \theta (V_{GS} - V_T) + \theta_B V_{SB}} \quad \left( cm^2/Vs \right) \quad (8.14)$$

A dependência em  $V_{SB}$ , patente na constante  $\theta_B$  é muito inferior à dependência em  $V_{GS}$ , facto pelo qual pode ser desprezada para cálculos aproximados.

### 8.2.5.2 Variação da Temperatura

A variação da temperatura afecta o comportamento do transistor. Os efeitos térmicos mais notórios podem ser incluídos nos modelos da mobilidade e da tensão limiar. Assim, pode-se aproximar de forma empírica com as seguintes expressões:

$$\mu(T) = \mu(T_r) \left( \frac{T}{T_r} \right)^{-k_3} \quad \left( cm^2/Vs \right) \quad (8.15)$$

$$V_T(T) = V_T(T_r) - k_4(T - T_r) \quad (V) \quad (8.16)$$

### 8.2.5.3 Modulação da Largura do Canal

O efeito da modulação da largura do canal traduz-se por uma diminuição da camada de inversão para tensões  $V_{DS}$  superiores a  $V_{GS} - V_T$ , esta diminuição da camada pode ser associada a uma variação efectiva da largura do canal, que consequentemente se torna mais notória para dispositivos de canal estreito. Em primeira aproximação, este efeito traduz-se no aumento do declive das curvas de  $I_D$  na zona de saturação. Idealmente estas curvas teriam declive nulo, contudo estudos demonstraram que o declive é positivo e depende inversamente da largura do canal. A análise cuidada deste fenómeno é algo complicada, razão pela qual os modelos de simulação actuais tendem a aceitar expressões empíricas para modelar este efeito. Um destes modelos bastante aceites emprega um factor correctivo dependente de  $V_{DS}$  a corrente de dreno  $I_D$ , que passa a ser expressa por:

$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2} (1 + \lambda V_{DS}) \quad (A) \quad (8.17)$$

O parâmetro  $\lambda$  que modela o efeito de modulação da largura do canal permite definir de uma forma simples a resistência de saída de pequeno sinal expressa em (8.9).

#### 8.2.5.4 Velocidade de Saturação

Assume-se normalmente que a componente longitudinal do campo eléctrico  $E_x$  na camada de inversão é suficientemente pequena, de forma que a velocidade dos portadores tem uma magnitude proporcional à magnitude de  $E_x$ . Contudo este pressuposto não é válido para dispositivos de canal estreito. Na verdade a velocidade dos portadores tende a saturar para valores elevados de  $E_x$ , afectando a corrente de dreno. Este efeito pode ser modelado igualmente por um factor correctivo, tendo para isso que se definir o valor critico do campo para o qual se verifica a saturação de velocidade. Este valor critico é definido por:

$$|E_c| = \frac{|v_d|_{\max}}{\mu} \quad (V/m) \quad (8.18)$$

A corrente de dreno corrigida, incluindo o efeito de saturação da velocidade é expressa por:

$$I_{D \text{ com saturação de velocidade}} = \frac{I_{D \text{ sem saturação de velocidade}}}{1 + V_{DS}/LE_c} \quad (8.19)$$

#### 8.2.5.5 Resistências Série de Dreno e Fonte

As resistências série de dreno e fonte tem como efeito uma redução da tensão  $V_{DS}$  efectiva, e reflectem-se na corrente de dreno como um factor de realimentação. Assim para  $R_s=R_d=R$  tem-se:

$$I_D = \frac{\mu C_{ox} \frac{W}{L}}{1 + \alpha_R (V_{GS} - V_T)} (V_{GS} - V_T) V_{DS} \quad (8.20)$$

Sendo  $\alpha_R = \frac{2\mu C_{ox}RW}{L}$ .